

Universidade do Minho

António Sérgio Leite de Araújo

Desenvolvimento de um Conversor CC-CC Bidirecional Isolado para um Sistema *Load-Shift*

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Novembro de 2015

DECLARAÇÃO

António Sérgio Leite de Araújo

Endereço eletrónico: a58750@alunos.uminho.pt Telefone: 912296307

Número do Bilhete de Identidade: 13918367

Título da Tese:

Desenvolvimento de um Conversor CC-CC Bidirecional Isolado para um Sistema *Load-Shift*

Orientador:

Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Ano de conclusão: 2015

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de

Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA DISSERTAÇÃO/TRABALHO
APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA
DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ____/____/____

Assinatura: _____

Aos meus pais e à minha irmã.

Agradecimentos

A realização do trabalho aqui apresentado não teria sido possível sem o apoio e a contribuição de algumas pessoas, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos:

Ao meu orientador Doutor José Gabriel Oliveira Pinto, por todo o apoio que me ofereceu ao longo deste trabalho, sendo completamente inexcedível na disponibilidade, incentivo, companheirismo e solidariedade.

Aos investigadores do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência) Bruno Exposto, Delfim Pedrosa e Vítor Monteiro, que me apoiaram do princípio ao fim da elaboração desta dissertação, deixando em muitos momentos os seus trabalhos em segundo plano.

Um agradecimento especial ao meu colega Tiago Alves, com o qual fiz parte na elaboração de um sistema *Load-Shift*, e ao qual agradeço o espírito de companheirismo e solidariedade que sempre demonstrou.

Aos meus colegas e amigos que me acompanharam durante este ano no Laboratório do GEPE na realização das suas dissertações, a quem agradeço pela camaradagem e espírito de entreajuda proporcionados.

Aos meus amigos Pedro Fernandes, Mauro Queiroz, André Gomes, Jorge Costa e João Martins, com os quais partilhei os melhores momentos ao longo da minha vida académica.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo, que sempre se mostraram disponíveis e interessados em me ajudar em todos os pedidos que lhes fiz.

Aos meus pais e à minha irmã, não só pelo apoio que demonstraram na minha vida académica mas também pelo carinho e dedicação que me dedicaram desde sempre.

Resumo

O uso de energia elétrica é cada vez mais inevitável na realização das tarefas mais importantes ou rotineiras do dia-a-dia da maioria das pessoas. Para colmatar o aumento da demanda de energia elétrica, evitando problemas ambientais, tem-se vindo a apostar, cada vez mais, na produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável. No entanto, algumas fontes de energia renovável, nomeadamente a solar e a eólica, apresentam como desvantagem a intermitência na produção. Além disso, esta situação é ainda mais agravada devido ao facto de os períodos de maior produção dessas fontes de energia renovável coincidirem, na maioria dos casos, com os períodos de menor procura de energia elétrica. Apesar da existência de incentivos para o consumo da energia elétrica nos períodos em que a procura é mais baixa, na maioria dos casos, isso não é praticável. Assim, para reforçar a utilização das fontes de energia renovável e o aproveitamento dos incentivos referentes aos períodos de menor procura, surgem novas oportunidades relativas à evolução dos sistemas de armazenamento e gestão da energia elétrica.

Apesar dos sistemas *Load-Shift* poderem ser associados a vários conceitos distintos, a sua principal função consiste no armazenamento de energia em períodos de menor demanda e posterior utilização em momentos de maior demanda. Para tal, um sistema *Load-Shift* tem de ser capaz de converter os níveis de tensão da rede elétrica para os níveis de tensão do sistema de armazenamento e posteriormente permitir a conversão inversa, ou seja, adaptar os níveis de tensão do sistema armazenador para os níveis de tensão da rede elétrica.

Neste sentido, a presente dissertação de mestrado foca-se no desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional isolado, cuja principal função é gerir o carregamento e descarregamento das baterias eletroquímicas num sistema de *Load-Shift*. O trabalho desenvolvido está centrado num conversor CC-CC *dual active bridge*, onde foram abordadas e implementadas quatro técnicas de controlo distintas.

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho foi possível validar a topologia de conversor CC-CC bidirecional isolado, bem como as quatro técnicas *phase shift* abordadas para o sistema de controlo. Para estas técnicas de controlo foi estabelecida, através de resultados de simulação e resultados experimentais, uma comparação quanto às vantagens e desvantagens de cada uma delas, e performance de operação.

Palavras-Chave: Sistemas *Load-Shift*, Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados, Sistemas de Armazenamento, Sistemas de Autoconsumo, Tarifas Energéticas, Opções Horárias.

Abstract

Today, the use of electric energy is becoming more inevitable to perform the most common or important tasks. This situation leads to potential environmental problems and for that reason of renewable energy sources have been more and more used. However, some of these renewable energy sources, namely solar energy and wind energy, have the disadvantage of intermittent energy production throughout the day. Furthermore, in most cases, the periods of most energy production from renewable energy sources coincides with the periods of low demand of electrical energy, which aggravates the situation. Although of the existence of incentives to use electrical energy in periods of low demand, in most cases, this is not practicable. Thus, both to reinforce renewable energy use or to benefit from the incentives for using it in the periods of lower demand, emerge new opportunities related with storage and management systems for electrical energy.

Although the Load-Shift systems can be associated for a variety of concepts, their main goal is the energy storage for a future use. Therefore, a Load-Shift system must be able to adapt the voltage level from the power grid to the voltage levels of the storage system, and allow the reverse operation, i.e., adapt the voltage levels from the storage system to the voltage levels of power grid.

This Master thesis focuses on the development of a bidirectional isolated DC-DC converter, whose main function is to manage the charging and discharging of electrochemical batteries in a Load-Shift system. This work is centered in a DC-DC dual active bridge converter, in which were studied and implemented four different phase shift control techniques.

During this work, it was possible to validate the topology of the isolated bidirectional DC-DC converter, as well as the four phase shift studied control techniques. For these four control techniques it was established a comparison in terms of advantages and disadvantages and operation performance, through simulation and experimental results.

Keywords: Load-shift Systems, Isolated Bidirectional DC-DC Converters, Energy Storage Systems, Self-consumption Systems, Energy Rates, Timetable Options.

Índice

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Siglas e Acrónimos	xxiii
Nomenclatura	xxv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Enquadramento dos Sistemas <i>Load-Shift</i> no Contexto Atual.....	1
1.2. Motivações	2
1.3. Objetivos e Contribuições	3
1.4. Organização e Estrutura da Tese	3
CAPÍTULO 2 Panorama Energético e Tecnológico Atual e Influência dos Sistemas <i>Load-Shift</i>.....	5
2.1. Introdução	5
2.2. Mercado Energético em Portugal	5
2.2.1. Comercializadores de Energia Elétrica em Portugal	7
2.2.2. Opção horária	9
2.2.3. Potência Contratada	12
2.3. Produção de Energia por Fontes Renováveis	13
2.3.1. Sistemas de Autoconsumo e Pequena Produção de Energia Elétrica em Portugal	15
2.4. Influência dos Sistemas <i>Load-Shift</i> no Panorama Energético Atual	18
2.5. Armazenadores de Energia para Sistemas <i>Load-Shift</i>	22
2.5.1. Baterias de Chumbo-Ácido	24
2.5.2. Baterias de Sódio-Enxofre (NaS)	24
2.5.3. Baterias de Íons de Lítio (Li-ion).....	25
2.5.4. Baterias ZEBRA	26
2.5.5. Baterias de Redox de Vanádio (RX).....	26
2.5.6. Zinco-bromo (ZnBr).....	26
2.5.7. Supercondensadores	27
2.5.8. Comparação dos Sistemas de Armazenamento	27
2.6. Conclusão	28
CAPÍTULO 3 Conversores CC-CC para Sistemas <i>Load-Shift</i>	29
3.1. Introdução	29
3.2. Estrutura de um Sistema <i>Load-Shift</i>	29
3.3. Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados	31
3.3.1. Conversor <i>Dual Flyback</i>	33
3.3.2. Conversor <i>Dual Ćuk</i>	35
3.3.3. Conversor <i>Dual Half Bridge</i>	36
3.3.4. Conversor <i>Full half bridge</i>	37
3.3.5. Conversor <i>Dual Active Bridge (DAB)</i>	38
3.4. Estratégias de Controlo para Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados	40
3.4.1. Modulação por PWM	40
3.4.2. Modulação por <i>Phase Shift</i>	41
3.4.2.1. <i>Conventional Single Phase Shift</i> (CSPS).....	43
3.4.2.2. <i>Extended Single Phase Shift</i> (ESPS).....	46
3.4.2.3. <i>Dual Phase Shift</i> (DPS)	48
3.5. Conclusões.....	55
CAPÍTULO 4 Simulações do Sistema <i>Load-Shift</i>.....	57

4.1.	Introdução	57
4.2.	Andar de Potência	57
4.3.	Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional Isolado	59
4.3.1.	Simulação da Técnica CSPA	62
4.3.2.	Simulação da Técnica ESPI	66
4.3.3.	Simulação da Técnica QDPS	69
4.3.4.	Simulação da Técnica ODPS	71
4.3.5.	Comparação das Técnicas <i>Phase Shift</i>	74
4.4.	Simulação do Sistema <i>Load-Shift</i> Completo	75
4.5.	Conclusões	78
CAPÍTULO 5 Desenvolvimento do Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>		81
5.1.	Introdução	81
5.2.	Andar de Potência	81
5.2.1.	Projeto do Banco de Baterias	82
5.2.2.	Conversor <i>Dual Active Bridge</i>	84
5.2.3.	Projeto do Transformador de Alta-Frequência	89
5.2.3.1.	Dimensionamento e Desenvolvimento do Transformador	89
5.2.3.2.	Ensaio ao transformador construído	94
5.2.3.3.	Determinação do circuito equivalente do transformador construído	99
5.2.4.	Projeto das Bobinas Auxiliares	102
5.3.	Sistema de Controlo	106
5.3.1.	DSP (<i>Digital Signal Processor</i>)	108
5.3.2.	Placa de Adaptação da Placa de Controlo TMDSCNCD28335	108
5.3.3.	Sensores de Corrente e de Tensão	109
5.3.4.	Placa de Condicionamento de Sinal	112
5.3.5.	Placa de Comando	115
5.3.6.	Placa de DAC (<i>Digital to Analog Converter</i>)	116
5.3.7.	Placa de Relés	116
5.4.	Conclusões	117
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>		119
6.1.	Introdução	119
6.2.	Resultados Experimentais para Comparação das Técnicas <i>Phase Shift</i>	119
6.2.1.	Resultados Experimentais com $k > 1$	120
6.2.2.	Resultados Experimentais com $k = 1$	123
6.2.3.	Resultados Experimentais com $k < 1$	125
6.3.	Resultados Experimentais do Conversor DAB a Carregar uma Bateria	127
6.4.	Conclusões	133
CAPÍTULO 7 Conclusões		135
7.1.	Conclusões	135
7.2.	Sugestões para Trabalho Futuro	137
Referências		139

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama de consumo típico de uma habitação.	6
Figura 2.2 – Diagrama de consumo típico de um estabelecimento comercial.....	6
Figura 2.3 – Diagrama de consumo típico de uma indústria que labora durante um único turno.	7
Figura 2.4 – Quota de mercado dos principais comercializadores de energia em Portugal: (a) Número de clientes; (b) Quantidade de consumo (Fonte: ERSE).	9
Figura 2.5 – Diagrama de consumo de uma habitação com tarifa tri-horária.....	11
Figura 2.6 – Estimativa de evolução da potência instalada no Mundo por FER até 2030 (em GW).....	14
Figura 2.7 – Evolução da percentagem de produção de eletricidade por FERs em Portugal entre 1999 e 2014 (com correção de hidraulicidade).	15
Figura 2.8 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo.	16
Figura 2.9 – Diagrama de consumo de uma habitação com tarifa tri-horária e com um sistema <i>Load-Shift</i>	18
Figura 2.10 – Fotografia da central eólica de <i>Champagne-Ardenne</i> , situado no nordeste de França (Fonte: <i>Electronic Engineering Times</i>).....	20
Figura 2.11 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo e com um sistema <i>Load-Shift</i>	20
Figura 2.12 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo, com tarifário tri-horário e com um sistema <i>Load-Shift</i>	21
Figura 2.13 – Algoritmo de controlo do sistema <i>Load-Shift</i> numa aplicação com sistema de autoconsumo e tarifa horária.	22
Figura 3.1 – Diagrama de blocos de um sistema <i>Load-Shift</i> com um BDC.	30
Figura 3.2 – Diagrama de blocos de um sistema <i>Load-Shift</i> com um IBDC.....	30
Figura 3.3 – Estrutura básica de um IBDC.	32
Figura 3.4 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia <i>flyback</i> (<i>dual flyback</i>).	34
Figura 3.5 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia <i>ćuk</i> (<i>dual</i> <i>ćuk</i>).	35
Figura 3.6 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de meia ponte (<i>dual half bridge</i>).	36
Figura 3.7 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de ponte H completa e na de meia ponte H (<i>full half bridge</i>).	38
Figura 3.8 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de ponte completa (<i>dual active bridge</i>).	39
Figura 3.9 – Circuito equivalente de um conversor CC-CC bidirecional isolado quando controlado pela técnica <i>phase shift</i>	42
Figura 3.10 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo <i>conventional single phase shift</i> a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal	

de gate de S_1 e S_4 ; (b) Sinal de gate de S_2 e S_3 ; (c) Sinal de gate de Q_1 e Q_4 ; (d) Sinal de gate de Q_2 e Q_3 ; (e) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (f) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2}); (g) Corrente de saída da ponte H_1 (i_{H2}); (h) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H2}).	44
Figura 3.11 – Potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por <i>conventional single phase shift</i> em função do ângulo de defasamento α	45
Figura 3.12 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo <i>extended single phase shift</i> a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de Q_1 e Q_4 ; (f) Sinal de gate de Q_2 e Q_3 ; (g) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (h) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2}); (i) Corrente de saída da ponte H_1 (i_{H2}); (j) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H2}).	48
Figura 3.13 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo <i>dual phase shift</i> a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de Q_1 ; (f) Sinal de gate de Q_2 ; (g) Sinal de gate de Q_3 ; (h) Sinal de gate de Q_4 ; (i) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (j) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2});	50
Figura 3.14 – Potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por <i>dual phase shift</i> em função do ângulo de defasamento imposto entre as tensões de saída das duas pontes (α_1).	52
Figura 3.15 – Gráfico da potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por <i>dual phase shift</i> em função dos dois ângulos de defasamento impostos (α_1 e α_2).	52
Figura 3.16 – Esquema de implementação do controlo QDPS, num conversor <i>dual active bridge</i>	53
Figura 3.17 – Esquema de implementação do controlo ODPS com o objetivo de reduzir a corrente do circuito, num conversor <i>dual active bridge</i>	54
Figura 4.1 – Modelo da simulação do sistema <i>Load-Shift</i> : (a) Conversor CA-CC trifásico bidirecional e sistema de pré-carga; (b) Conversor CC-CC bidirecional isolado e modelo das baterias utilizadas.	58
Figura 4.2 – Controladores PI utilizados na estratégia de carregamento das baterias: (a) Controlador PI para o modo de corrente constante; (b) Controlador PI o modo de tensão constante.	60
Figura 4.3 – Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias durante o processo de carregamento.	61
Figura 4.4 – Formas de onda durante o processo de devolução da energia armazenada nas baterias com uma potência constante de 2500 W: (a) Potência das baterias (p_2); (b) Tensão e corrente nas baterias (v_2 e i_2).	62
Figura 4.5 – Andar de controlo da técnica CSPS implementado em <i>PSIM</i>	63
Figura 4.6 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica CSPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	63

Figura 4.7 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica CSPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	64
Figura 4.8 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica CSPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	65
Figura 4.9 – Evolução do ângulo de defasamento, α , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica CSPS.	65
Figura 4.10 – Andar de controlo da técnica ESPS implementado em <i>PSIM</i>	66
Figura 4.11 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica ESPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	67
Figura 4.12 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica ESPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	67
Figura 4.13 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica ESPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	68
Figura 4.14 – Evolução do ângulo de defasamento, α , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica ESPS.	68
Figura 4.15 – Andar de controlo da técnica <i>quasi dual phase shift</i> implementado em <i>PSIM</i>	69
Figura 4.16 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica QDPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	70
Figura 4.17 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica QDPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	70
Figura 4.18 – Conversor <i>dual active bridge</i> a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica QDPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).	71
Figura 4.19 – Evolução dos ângulos de defasamento, α_1 e α_2 , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica QDPS.	71
Figura 4.20 – Andar de controlo implementado em <i>PSIM</i> da técnica <i>optimal dual phase shift</i>	72
Figura 4.21 – Evolução dos ângulos de defasamento, α_1 e α_2 , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica ODPS.	73
Figura 4.22 – Algoritmo de controlo ODPS baseado na diminuição da corrente.	73

Figura 4.23 – Andar de controlo do sistema <i>Load-Shift</i> implementado em <i>PSIM</i>	76
Figura 4.24 – Forma de onda da tensão no barramento CC no processo de carregamento das baterias.....	77
Figura 4.25 – Formas de onda das correntes de linha ao longo do processo de carregamento das baterias.....	77
Figura 4.26 – Formas de onda das correntes de linha ao longo do processo de carregamento das baterias:.....	78
Figura 4.27 – Formas de onda da tensão e corrente nas baterias durante o processo de carregamento.....	78
Figura 5.1 – Andar de potência o conversor CC-CC <i>dual active bridge</i> desenvolvido.....	82
Figura 5.2 – Conector <i>CA60AHA-CON</i> (Fonte: <i>EV-Power</i>).....	83
Figura 5.3 – Desenho do esquema de ligação do banco de baterias.	84
Figura 5.4 – Módulo <i>SMK100GB12T4/SMK145GB066D</i> : (a) Aspeto físico; (b) Esquema de ligação (Fonte: <i>Semikron</i>).	84
Figura 5.5 – Dissipador <i>KL-285 (P3/300)</i> (Fonte: <i>Semikron</i>).....	85
Figura 5.6 – Condensador eletrolítico do modelo <i>40/085/56</i> da <i>Vishay</i>	85
Figura 5.7 – <i>Layout</i> desenvolvido em <i>PADS</i> da placa de condensadores.....	86
Figura 5.8 – Placa de condensadores para o LAT.....	86
Figura 5.9 – Condensador de polipropileno, modelo <i>B32656S105K564</i> da <i>Epcos</i>	86
Figura 5.10 – Placa de adaptação do <i>driver SKHI 22 AH4R</i>	87
Figura 5.11 – Circuito de proteção de <i>gate</i> dos IGBTs.....	87
Figura 5.12 – Placa de proteção de <i>gate</i> para um módulo de IGBTs.....	88
Figura 5.13 – Desenho da estrutura do conversor CC-CC <i>dual-active-bridge</i>	88
Figura 5.14 – Conversor CC-CC <i>dual active bridge</i> contruído.	89
Figura 5.15 – Núcleos de ferrite <i>UF/120/80/40</i> utilizados na construção do transformador de alta-frequência.....	90
Figura 5.16 – Núcleos de ferrite <i>UF/120/80/40</i> utilizados na construção do transformador de alta-frequência, dispostos de forma a reduzir o comprimento magnético e o volume efetivo do núcleo.....	90
Figura 5.17 – Dependência das perdas no cobre (P_c), das perdas no núcleo (P_n) e das perdas totais (P_t) da variação da densidade de fluxo (ΔB).....	92
Figura 5.18 – Ferramenta utilizada para o entrançamento dos fios dos enrolamentos do transformador: (a) Ferramenta desenvolvida; (b) Ferramenta desenvolvida acoplada a um berbequim.....	94
Figura 5.19 – Transformador de alta-frequência construído.....	94
Figura 5.20 – Ensaio em vazio ao transformador, pelo LBT: (a) Esquema de ligação; (b) Montagem efetuada.	95
Figura 5.21 – Relação entre os valores de tensão e corrente no transformador, durante o ensaio em vazio pelo LBT.....	96

Figura 5.22 – Relação de transformação do transformador com várias tensões de alimentação.	96
Figura 5.23 – Formas de onda da corrente do LBT (CH1: 500 mA/div), da tensão do LBT (CH2: 5 V/div) e da tensão do LAT (CH3: 20 V/div) do transformador construído (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).....	97
Figura 5.24 – Ensaio em curto-circuito ao transformador, pelo LAT: (a) Esquema de ligação; (b) Montagem efetuada.....	98
Figura 5.25 – Relação entre os valores de tensão e corrente no transformador, durante o ensaio em curto-circuito pelo LAT.	98
Figura 5.26 – Formas de onda da corrente do LAT (CH1: 500 mA/div), da tensão do LAT (CH2: 5 V/div) do transformador construído (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).	99
Figura 5.27 – Circuito equivalente de um transformador de dois enrolamentos.	100
Figura 5.28 – Circuito equivalente do transformador durante o ensaio em vazio: (a) Com todos os parâmetros do modelo equivalente; (b) Modelo equivalente simplificado.....	100
Figura 5.29 – Circuito equivalente do transformador durante o ensaio em curto-circuito: (a) Com todos os parâmetros do modelo equivalente; (b) Modelo equivalente simplificado.	101
Figura 5.30 – Circuito equivalente do transformador de alta-frequência desenvolvido.	102
Figura 5.31 – Núcleos de ferrite <i>ETD 59/31/22</i> e acessórios utilizados na construção de cada uma das bobinas.	103
Figura 5.32 – Bobinas auxiliares construídas para o conversor DAB: (a) Bobina auxiliar da ponte H_1 (L_{aux1}); (b) Bobina auxiliar da ponte H_2 (L_{aux2}).	104
Figura 5.33 – Montagem utilizada no teste efetuado às bobinas.	105
Figura 5.34 – Formas de onda da corrente (CH1: 5 A/div) e da tensão (CH2: 5 V/div) da bobina L_{aux1} durante o ensaio efetuado (escala de tempo de 20 μ s/div).	105
Figura 5.35 – Formas de onda da corrente (CH1: 20 A/div) e da tensão (CH2: 5 V/div) da bobina L_{aux2} durante o ensaio efetuado (escala de tempo de 5 μ s/div).	106
Figura 5.36 – <i>Rack</i> desenvolvido para o acondicionamento de algumas das placas do sistema de controlo de todo o sistema <i>Load-Shift</i>	107
Figura 5.37 – Fonte de alimentação usada para alimentar as placas eletrónicas do sistema de controlo.....	107
Figura 5.38 – Elementos do controlo digital do sistema com um DSP- <i>TMS320F28335</i> : (a) Placa de controlo <i>TMDSCNCD28335</i> ; (b) <i>Docking station TMDSDOCK28335</i>	108
Figura 5.39 – Placa de adaptação da placa de controlo <i>TMDSCNCD28335A</i>	109
Figura 5.40 – Placa de adaptação do sensor de corrente <i>LA100-P</i>	110
Figura 5.41 – Placa de adaptação do sensor de tensão <i>LV 25-P</i>	111

Figura 5.42 – Placas de condicionamento do sinal dos sensores utilizados: (a) Placa para os sinais dos sensores de corrente; (b) Placa para os sinais dos sensores de tensão.....	113
Figura 5.43 – Circuito de detecção de erros de cada canal do ADC.....	114
Figura 5.44 – Placa de comando.....	115
Figura 5.45 – Placa de DAC.....	116
Figura 5.46 – Placa de adaptação de quatro relés. (a) Vista lateral; (b) Vista frontal.	117
Figura 6.1 – Resistências elétricas utilizadas nos ensaios ao conversor DAB a ser controlado pelas várias técnicas <i>phase shift</i>	119
Figura 6.2 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.....	121
Figura 6.3 – Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (100 W/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.....	122
Figura 6.4 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k = 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.	124
Figura 6.5 –Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div) do conversor DAB a operar com $k = 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.	125
Figura 6.6 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k < 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.....	126
Figura 6.7 –Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (100W/div) do conversor DAB a operar com $k < 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSDPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.	127
Figura 6.8 – Bateria WCG-U1 da <i>Power Mobility</i> , utilizada nos ensaios realizados.	128
Figura 6.9 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$, a carregar a bateria com corrente constante (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).	129
Figura 6.10 – Forma de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div), a carregar a bateria com corrente constante (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).	129

Figura 6.11 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria, durante o carregamento com uma corrente constante de 4 A (escala de tempo de 50 s/div).....	130
Figura 6.12 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria, durante os dois modos do carregamento (escala de tempo de 100 μ s/div).	130
Figura 6.13 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria,.....	131
Figura 6.14 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_I (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$, a utilizar a energia armazenada na bateria (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).....	131
Figura 6.15 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da potência na bateria CH3: 50 W/div) e da corrente na bateria (CH4: 10 A/div), durante a utilização da energia armazenada na bateria (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).	132
Figura 6.16 – Forma de onda da potência vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div),	132
Figura 6.17 – Informação enviada pelo DSP via porta série RS232 para o <i>Terminal v1.9b</i>	133

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Tipos de fornecimento garantidos pelos comercializadores de energia elétrica em Portugal.....	8
Tabela 2.2 – Ciclo diário: para os fornecimentos em BTN e BTE em Portugal Continental.....	9
Tabela 2.3 – Ciclo semanal: para todos os fornecimentos em Portugal Continental.....	10
Tabela 2.4 – Ciclo semanal opcional: para os fornecimentos em MT, AT e MAT em Portugal Continental.....	10
Tabela 2.5 – Períodos trimestrais em Portugal Continental.....	12
Tabela 2.6 – Possíveis potências contratadas em cada opção tarifária em BTN, para o ano de 2015.....	13
Tabela 2.7 – Produção anual em MWh de cada FER em sistemas de microprodução e miniprodução.....	17
Tabela 2.8 – Estado de maturação das principais tecnologias de armazenamento.....	23
Tabela 2.9 – Comparação das tecnologias de armazenamento aplicáveis a sistemas <i>Load-Shift</i>	28
Tabela 4.1 – Caraterísticas nominais do sistema <i>Load-Shift</i> a ser desenvolvido.....	59
Tabela 4.2 – Corrente máxima, potência de pico e rácio de energia devolvida à fonte quando utilizadas as técnicas CSPS, ESPS, QDPS e ODPS.....	74
Tabela 4.3 – Técnica mais vantajosa tendo em conta a gama de operação do conversor <i>dual active bridge</i>	75
Tabela 5.1 – Caraterísticas de bancos de baterias de iões de lítio de 10 kVA [101].....	83
Tabela 5.2 – Caraterísticas nominais do transformador de alta-frequência.....	89
Tabela 5.3 – Caraterísticas resultantes da utilização de dois núcleos <i>UF120/80/40</i> do fabricante <i>IFCORES</i>	91
Tabela 5.4 – Dados práticos de cada um dos enrolamentos do transformador.....	93
Tabela 5.5 – Valores obtidos pelo ensaio em vazio pelo LBT.....	97
Tabela 5.6 – Valores obtidos pelo ensaio em curto-circuito pelo LAT.....	99
Tabela 5.8 – Valores calculados das resistências e reactâncias de dispersão de cada um dos enrolamentos do transformador.....	101
Tabela 5.9 – Dados práticos da construção de cada uma das bobinas auxiliares.....	104
Tabela 5.10 – Comparação do valor calculado e do valor real de cada uma das bobinas.....	106
Tabela 5.11 – Gamas de leitura para os sensores de tensão e corrente necessários neste trabalho.....	110
Tabela 5.12 – Valores das resistências utilizadas no primário de cada sensor de tensão.....	111
Tabela 5.13 – Valores das correntes de secundário assumidos em cada um dos sensores e respetivos valores das resistências de medida e das resistências auxiliares.....	114

Tabela 5.14 – Valores dos limites inferior e superior do valor lido para cada um dos sensores e respectivos valores das resistências de configuração.....	115
Tabela 6.1 – Valores de tensões e potências utilizados em cada uma das gamas de k	120
Tabela 6.2 – Corrente máxima e potência de pico com $k > 1$ quando utilizadas as técnicas CSPA, QDPS e ODPS.....	123
Tabela 6.3 – Corrente máxima e potência de pico com $k = 1$ quando utilizadas as técnicas CSPA, ODPS e QDPS	125
Tabela 6.4 – Corrente máxima e potência de pico com $k < 1$ quando utilizadas as técnicas CSPA, ODPS e QDPS.....	127

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
APREN	Associação de Energias Renováveis
AT	Alta Tensão
BDC	<i>Bidirectional DC-DC Converter</i>
BTB	<i>Back-to-Back</i>
BT	Baixa Tensão
BTN	Baixa Tensão Normal
BTE	Baixa Tensão Especial
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSPS	<i>Conventional Single Phase Shift</i>
CU	Curtas Utilizações
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ECAP	<i>Enhanced Capture Modules</i>
ERSE	Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos
ESPS	<i>Extended Single Phase Shift</i>
FER	Fonte de Energia Renovável
IBDC	<i>Isolated Bidirectional DC-DC Converter</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IUDC	<i>Isolated Unidirectional DC-DC Converter</i>
LiCoO ₂	<i>Lithium Cobalt Oxide</i>
LiFePO ₄	<i>Lithium Iron Ferric Phosphate</i>
LiMn ₂ O ₄	<i>Lithium Manganese Oxide</i>
LiNiCoAlO ₂	<i>Lithium Nickel Cobalt Aluminum Oxide</i>
LU	Longas Utilizações
MAT	Muito Alta Tensão
MT	Média Tensão
MU	Médias Utilizações
NaS	Sódio-Enxofre
PI	Proporcional Integral

PIB	Produto Interno Bruto
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RESP	Rede Elétrica de Serviço Público
TPS	<i>Triple Phase Shift</i>
TRM	<i>Triangular Modulation</i>
TZM	<i>Trapezoidal Modulation</i>
UDC	<i>Unidirectional DC-DC Converter</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supplies</i>
ZEBRA	<i>Zero Emissions Batteries Research Activity</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
H_1	Ponte H do lado de maior tensão	
H_2	Ponte H do lado de menor tensão	
v_1	Tensão de alimentação da ponte H_1	V
v_2	Tensão de alimentação da ponte H_2	V
i_1	Corrente de alimentação da ponte H_1	A
i_2	Corrente de alimentação da ponte H_2	A
v_{H1}	Tensão de saída da ponte H_2	V
v_{H2}	Tensão de saída da ponte H_2	V
i_{H1}	Corrente de saída da ponte H_1	A
i_{H1}	Corrente de saída da ponte H_2	A
p_{H1}	Potência de saída da ponte H_1	W
p_{H2}	Potência de saída da ponte H_2	W
L_{total}	Indutância total necessária ao conversor	H
L_{aux}	Indutância auxiliar necessária ao conversor	H
$\alpha_{(1)}$	Desfasamento imposto em todas as técnicas <i>phase shift</i> entre as duas pontes H	°
α_2	Desfasamento imposto pela técnica <i>dual phase shift</i> entre os dois braços de cada ponte H	°
P_t	Potência transferida pelo conversor	W
f_c	Frequência de comutação	Hz

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Enquadramento dos Sistemas *Load-Shift* no Contexto Atual

Nos dias de hoje a dependência da energia elétrica é mais elevada do que nunca, expectando-se que continue a aumentar nos próximos anos, tendo em conta os avanços tecnológicos que se tem vindo a atingir. Desse modo, para que seja possível comportar a necessidade energética o panorama da produção e racionalização da energia tem obrigatoriamente de mudar.

A maioria do consumo energético é efetuada durante apenas alguns períodos do dia (horas de ponta), sendo que noutros períodos o consumo de energia desce abruptamente (horas de vazio). Apesar dessa descida da procura de energia a produção não pode ser reduzida na mesma escala, devido à impossibilidade de se interromper a produção de energia de algumas fontes (p. ex. nuclear). Esse problema tem vindo a agravar-se nos últimos anos devido à maior utilização das fontes de energia renovável (FERs). Isto porque, em algumas FERs (p. ex. fonte eólica) os momentos de maior produção coincidem normalmente com as horas de vazio. Ao contrário de algumas fontes não renováveis, as FERs permitem interromper a sua produção, no entanto não é uma situação desejável uma vez que se está a desperdiçar recursos.

Pode-se então concluir que do ponto de vista do sistema de produção de energia é vantajoso que o consumo se realize de uma forma constante durante todo dia. Neste contexto, em Portugal de forma a incentivar o consumo em horas consideradas de vazio foram criadas tarifas horárias, em que a energia é mais barata durante os períodos de vazio. Assim, é possível obter-se uma redução significativa da fatura energética ao se utilizar uma tarifa horária (bi-horária, tri-horária ou tetra-horária), mas apenas se o consumo de energia for feito maioritariamente em horas de vazio. Contudo, em muitas empresas/instituições isso pode não ser possível, ou pelo menos de uma forma significativa, tendo em conta o horário a que a empresa/instituição labora com maior intensidade.

Outra aposta que tem vindo a ser feita por parte de particulares para reduzir a fatura energética são os sistemas de autoconsumo, principalmente através de sistemas solares.

Nos sistemas de autoconsumo a energia produzida é preferencialmente consumida localmente, sendo o excedente injetado na rede [1]. No entanto, em sistemas de produção de energia através de fontes renováveis a produção não é constante, existindo por isso momentos em que a produção irá exceder o consumo e outros em que não será suficiente para o consumo pretendido [2].

A inclusão de sistemas de armazenamento de energia posiciona-se como a principal solução para os problemas do mercado energético atual. Neste contexto a energia armazenada pode ser utilizada baseando-se em conceitos distintos, destacando-se dois: *peak shaving* e *load leveling*. O conceito *peak shaving* refere que a energia armazenada deve ser utilizada apenas e exclusivamente para a redução dos picos de consumo [3]. Por outro lado, entende-se por *load leveling* o nivelamento do consumo ao longo de todo dia [3].

Baseando-se nestes e noutros conceitos surgem os sistemas *Load-Shift* [4], [5]. Assim, os sistemas *Load-Shift* permitem retirar um melhor aproveitamento das tarifas horárias e ainda, nas instalações que possuem um sistema de autoconsumo, aumentar significativamente a eficiência do sistema de produção [2], [6].

Para além de serem utilizados diretamente pelos utilizadores domésticos, os sistemas *Load-Shift* podem ser utilizados nas centrais de produção de energia renovável como alternativa aos sistemas de bombagem. Os sistemas de bombagem permitem utilizar a energia produzida em excesso para bombear água de um reservatório inferior para um reservatório superior, sendo essa água posteriormente utilizada pela central hidroelétrica para produzir energia em horas de maior défice de energia. Contudo, os sistemas de bombagem apresentam perdas consideráveis, tendo ainda a desvantagem de em períodos muito chuvosos não ser um método eficaz [7].

1.2. Motivações

Tendo em conta a grande importância que a energia elétrica tem hoje em dia, é de extrema relevância que seja garantida uma produção e gestão da energia que permita satisfazer a procura de energia elétrica em todos os momentos. Assim, o estudo de novos conceitos que contribuam para a evolução desta área, para além de ser muito importante, é ainda aliciante e motivante.

Para além disso, este sistema pode ainda permitir aumentar a viabilidade e consequentemente o peso que as FER têm na energia produzida, o que lhe acresce uma elevada importância social.

A nível pessoal, o facto de se pretender desenvolver um sistema de raiz, passando pelas várias fases que envolvem um trabalho de investigação e desenvolvimento, foi também determinante na escolha deste trabalho. Para além disso, uma vez que este trabalho implica o desenvolvimento de um conversor de potência, nomeadamente um conversor CC-CC bidirecional isolado, com bastante importância em várias aplicações também contribuiu para a seleção deste tema.

1.3. Objetivos e Contribuições

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional Isolado para um sistema *Load-Shift*, bem como a sua integração no sistema final que será feita em colaboração com outro trabalho. Para isso, o desenvolvimento deste trabalho envolve os objetivos e tarefas seguintes:

- Estudo do mercado energético português;
- Estudo sobre a atual e futura utilização das energias renováveis:
 - ✓ Revisão sobre o estado das energias renováveis no mundo e em Portugal;
 - ✓ Revisão sobre o estado atual e leis que regulamentam o autoconsumo em Portugal;
- Estudo dos sistemas armazenadores de energia:
 - ✓ Escolha do sistema armazenador mais indicado para os sistemas *Load-Shift*;
- Desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional isolado:
 - ✓ Estudo do estado da arte dos conversores CC-CC;
 - ✓ Simulação das principais técnicas de controlo dos conversores CC-CC bidirecionais isolados;
 - ✓ Montagem e testes do conversor CC-CC bidirecional isolado;
- Desenvolvimento do protótipo do sistema *Load-Shift*:
 - ✓ Interligar o conversor desenvolvido, conversor CC-CC bidirecional isolado, com o conversor CA-CC trifásico bidirecional desenvolvido num trabalho paralelo;
 - ✓ Ensaios do protótipo final.

1.4. Organização e Estrutura da Tese

No Capítulo 1 é feito o enquadramento dos sistemas *Load-Shift* no mercado energético atual. Neste capítulo são também apresentadas as motivações que levaram à escolha deste tema e referidos os objetivos e tarefas estipuladas.

No Capítulo 2 é descrito o panorama atual do mercado energético em Portugal. De seguida, é feito um levantamento do estado atual e das expectativas de crescimento para

os próximos anos ao nível das fontes de energia renovável. Tendo em conta o mercado energético português e as expectativas de evolução da FERs, são apresentadas as vantagens dos sistemas *Load-Shift* no momento atual. Por último, é ainda realizada uma comparação entre os principais armazenadores de energia, apresentando-se as conclusões quanto à melhor solução para o sistema *Load-Shift* proposto.

O Capítulo 3 é totalmente dedicado aos conversores CC-CC, em especial aos bidirecionais isolados. Neste capítulo são abordados os principais conversores CC-CC bidirecionais isolados, mencionando-se as vantagens e desvantagens inerentes à utilização de cada um. São ainda apresentadas e comparadas as principais técnicas de controlo dos conversores CC-CC bidirecionais isolados. Por fim é destacado o conversor CC-CC e a técnica de controlo mais vantajosos ao caso em estudo.

No Capítulo 4 são inicialmente apresentadas as características elétricas pretendidas para o sistema a desenvolver. De seguida são apresentados os modelos de simulação utilizados, para as diferentes técnicas de controlo, bem como os respetivos resultados. Este capítulo contém ainda simulações do sistema *Load-Shift* completo.

No Capítulo 5 são descritos todos os elementos desenvolvidos para o andar de potência e sistema de controlo digital utilizados neste trabalho. Para além dos elementos desenvolvidos são também referidos os elementos adquiridos, justificando-se a escolha de cada um. No desenrolar do capítulo é tido sempre presente a interligação deste trabalho com outro desenvolvido em paralelo, referindo-se as estratégias de organização do hardware desenvolvido para os dois trabalhos.

No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos nos ensaios realizados ao sistema. Este capítulo está separado em duas partes distintas, inicialmente são apresentados os resultados comparativos das técnicas de controlo abordadas e apenas posteriormente são abordados os resultados dos ensaios do conversor CC-CC a carregar e a devolver a energia das baterias.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais retiradas o longo deste trabalho. Estas conclusões são referentes à revisão bibliográfica, às simulações computacionais efetuadas, à construção do protótipo laboratorial e aos resultados experimentais obtidos nos ensaios efetuados. Neste capítulo são ainda referidas algumas ideias e sugestões de tarefas a desenvolver com o objetivo de melhorar o trabalho desenvolvido até ao momento.

CAPÍTULO 2

Panorama Energético e Tecnológico Atual e Influência dos Sistemas *Load-Shift*

2.1. Introdução

O caminhar para a escassez de recursos energéticos bem como o sucessivo aumento da poluição, faz com que haja uma preocupação generalizada quanto à racionalização da energia elétrica. Esse problema pode ainda vir a agravar-se devido às perspectivas de aumento do consumo de energia, justificado essencialmente pela permanente evolução tecnológica. Para além dos fatores sociais e ambientais nos últimos anos tem crescido também a preocupação com os fatores económicos relacionados com o consumo da energia elétrica, fruto da crise que se tem vivido um pouco por todo mundo. Neste sentido, o aumento da aposta na produção de energia por via de fontes renováveis apresenta-se como a solução para os atuais problemas energéticos.

Neste capítulo é feita uma pequena descrição do mercado energético português, referenciando-se os atuais comercializadores energéticos bem como as várias opções de fornecimento existentes. Uma vez que as FERs são parte da solução/problema do mercado energético atual, é estudado o seu estado da arte e perspectivas futuras. Tendo em conta as conclusões retiradas anteriormente, é referida a influência que a introdução dos sistemas *Load-Shift* pode vir a ter no mercado energético. Por último, tratando-se do principal constituinte dos sistemas *Load-Shift*, são estudados os principais elementos armazenadores de energia e apresentadas as melhores alternativas para os sistemas *Load-Shift*.

2.2. Mercado Energético em Portugal

O consumo energético de uma determinada zona depende sobretudo do tipo de consumidores dessa zona (indústrias, comércio e domésticos) e varia significativamente ao longo do dia, devido às diferentes atividades que vão desempenhando. Também a época do ano ou mesmo um acontecimento de reconhecimento geral pode ter influência na procura de energia elétrica.

No setor doméstico os períodos da manhã e do final do dia são os que verificam uma maior procura de energia elétrica [8]. Na Figura 2.1 apresenta-se o diagrama típico de uma habitação. Nessa figura são facilmente perceptíveis dois picos de consumo, um por volta das 8 horas e outro mais elevado por volta das 20 horas. Isto verifica-se devido a serem, na generalidade, os períodos em que mais pessoas estão em casa e utilizam a maioria dos aparelhos elétricos (iluminação, aquecimento, fogão, máquinas de lavar, etc).

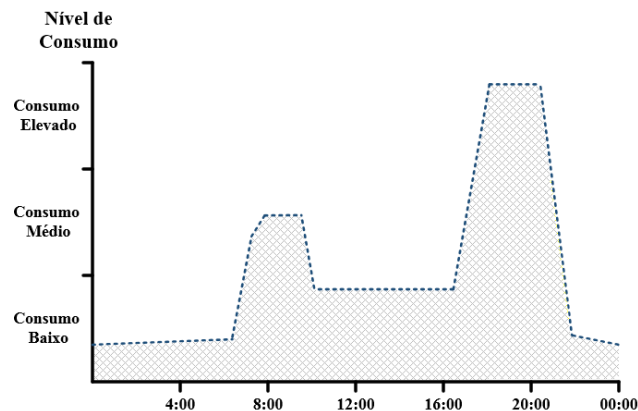


Figura 2.1 – Diagrama de consumo típico de uma habitação.

No setor comercial (iluminação pública, restauração, lojas e todo tipo de estabelecimentos públicos), o consumo é feito de uma forma mais constante. Neste setor a curva de consumo energético varia de caso para caso, ainda assim a maioria dos estabelecimentos apresentam uma curva de consumo idêntica à apresentada na Figura 2.2. Como se pode verificar, neste tipo de estabelecimentos o consumo é praticamente constante durante todo o dia, sendo muito reduzido ou mesmo nulo durante a noite.

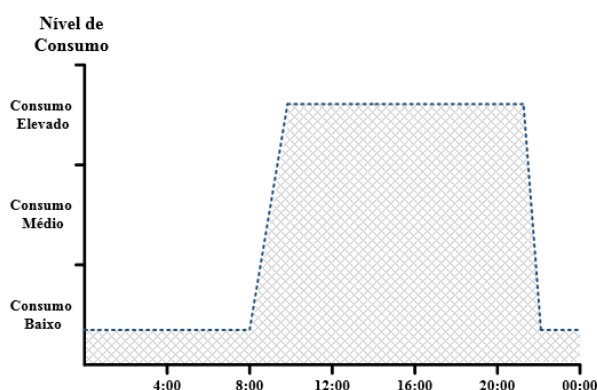


Figura 2.2 – Diagrama de consumo típico de um estabelecimento comercial.

Nas indústrias, existem dois tipos de curva de consumo possíveis. Nas indústrias que laboram em regime de turnos o consumo é praticamente igual durante todo o dia. Por outro lado, nas industriais que apenas laboram durante um turno o consumo é feito quase na totalidade entre as 8 horas e as 19 horas, havendo uma descida considerável na hora

de almoço tal como se pode constatar na Figura 2.3, que apresenta o diagrama de consumo típico deste tipo de indústria.

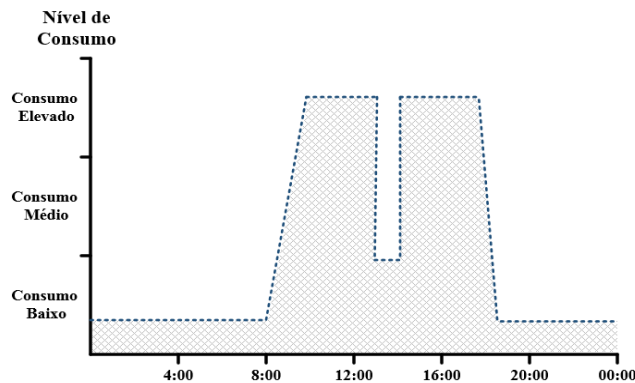


Figura 2.3 – Diagrama de consumo típico de uma indústria que labora durante um único turno.

Em todos os setores, de uma forma geral, durante os dias da semana a procura de eletricidade é semelhante, alterando-se significativamente no fim de semana devido à mudança de rotinas e hábitos. Para além dos dias da semana, a energia consumida também é influenciada pelas estações do ano, sendo o inverno e verão as estações que requerem um maior consumo de eletricidade, devido à necessidade de utilização de equipamentos de climatização.

Nas secções seguintes são apresentados os comercializadores de energia elétrica existentes em Portugal, os tipos de fornecimento e as opções horárias existentes, sendo também abordado o conceito de potência contratada.

2.2.1. Comercializadores de Energia Elétrica em Portugal













Em Portugal vigora, desde setembro de 2006, um mercado energético totalmente liberalizado. Apesar disso, os consumidores em baixa tensão normal (BTN) com potência contratada até 10,35 KVA têm ainda até 31 de dezembro de 2017 para mudarem do mercado regulado para o mercado liberalizado. O mercado liberalizado permite que cada cliente de energia elétrica possa:

- Escolher livremente o fornecedor;
- Trocar de fornecedor sempre que o pretender e de forma gratuita (desde que as condições do contrato não incluam cláusulas que o proíbam);
- Trocar de fornecedor sem necessidade de qualquer alteração da instalação consumidora (p. ex. o contador elétrico), a menos que o solicite.

Por outro lado, os fornecedores de eletricidade podem praticar os preços e condições comerciais que entenderem, desde que obedeçam à lei geral e aos regulamentos aplicáveis.

Segundo a Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos (ERSE), existem atualmente 13 comercializadores de energia elétrica em Portugal [9], sendo que nem todos possuem prestação de serviços destinado a todo tipo de consumidores, tal como pode ser confirmado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Tipos de fornecimento garantidos pelos comercializadores de energia elétrica em Portugal.

Fornecedores	Grandes consumidores (Clientes em MAT)	Industriais (Clientes em MT)	Pequenos negócios (Clientes em BTE)	Domésticos (Clientes em BTN)
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Não	Não	Não	Sim
	Sim	Sim	Sim	Sim
	Sim	Sim	Sim	Não
	Sim	Sim	Sim	Não

Na Figura 2.4 apresenta-se a quota de mercado dos principais comercializadores de energia em Portugal. Entre os existentes, o comercializador que possui maior número de subscritores é a EDP Comercial, que em outubro de 2014 contava com 86% dos clientes do mercado liberalizado [10] (Figura 2.4 (a)). Apesar disso, apenas cerca de 45% do consumo total de eletricidade foi feito por clientes da EDP Comercial (Figura 2.4 (b)). Esta discrepância é justificada pelo facto da maioria dos clientes da EDP Comercial serem clientes domésticos, que como é natural apresentam consumos muito inferiores aos dos grandes consumidores industriais. Atrás da EDP Comercial os comercializadores com maior quota no mercado são a Endesa, a Iberdrola e a Galp.

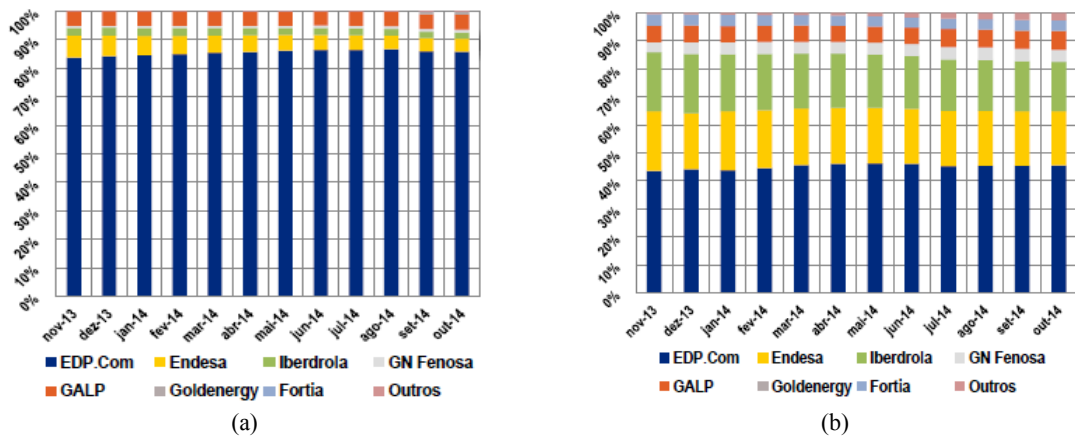


Figura 2.4 – Quota de mercado dos principais comercializadores de energia em Portugal: (a) Número de clientes; (b) Quantidade de consumo (Fonte: ERSE).

2.2.2. Opção horária

Em relação à opção horária, em BTN existem três tarifas possíveis, que são: a tarifa simples, bi-horária e tri-horária. No entanto, para clientes que pretendam uma potência contratada entre 27,6 kVA e 41,4 kVA a tarifa tem obrigatoriamente de ser tri-horária. Para potências contratadas superiores a 41,4 kVA, em baixa tensão especial (BTE), média tensão (MT), alta tensão (AT) ou muito alta tensão (MAT), existe apenas uma tarifa possível, a tetra-horária.

Para além da escolha da tarifa horária pretendida, cada cliente pode ainda escolher o ciclo horário que pretende, podendo este ser diário ou semanal. As características e o tipo de consumidores a que cada ciclo horário se destina variam de região para região, existindo diferenças entre Portugal Continental e as Regiões Autónomas dos Açores e da Madeira. Neste trabalho apenas será abordado o caso de Portugal Continental.

Cada ciclo está dividido em horas de pouco consumo (vazio normal ou super vazio) e em horas de muito consumo (ponta ou cheias). Em Portugal Continental o ciclo diário apenas está disponível para consumidores em BTN e BTE (Tabela 2.2), já o ciclo semanal está disponível para todos os tipos de consumidores (Tabela 2.3), existindo ainda uma outra alternativa para os consumidores em MT, AT e MAT (Tabela 2.4).

Tabela 2.2 – Ciclo diário: para os fornecimentos em BTN e BTE em Portugal Continental.

	Período de hora legal de Inverno	Período de hora legal de Verão
	De segunda-feira a sexta-feira	
Ponta	Das 09h00min às 10h30min Das 18h00min às 20h30min	Das 10h30min às 13h00min Das 19h30min às 21h00min
Cheias	Das 08h00min às 09h30min Das 10h30min às 18h00min Das 22h00min às 02h00min	Das 08h00min às 10h30min Das 13h00min às 19h30min Das 21h00min às 22h00min
Vazio normal	Das 06h00min às 08h00min Das 22h00min às 02h00min	
Super vazio	Das 02h00min às 06h00min	

Tabela 2.3 – Ciclo semanal: para todos os fornecimentos em Portugal Continental.

	Período de hora legal de Inverno	Período de hora legal de Verão
	De segunda-feira a sexta-feira	
Ponta	Das 09h30min às 12h00min Das 18h30min às 21h00min	Das 09h15min às 12h15min
Cheia	Das 07h00min às 09h30min Das 12h00min às 18h30min Das 21h00min às 24h00min	Das 7h00min às 09h15min Das 12h15min às 24h00min
Vazio normal	Das 00h00min às 02h00min Das 06h00min às 07h00min	
Super vazio	Das 02h00min às 06h00min	
	Sábado	
Cheia	Das 09h30min às 13h00min Das 18h30min às 22h00min	Das 09h00min às 14h00min Das 20h00min às 22h00min
Vazio Normal	Das 00h00min às 02h00min Das 06h00min às 09h30min Das 13h00min às 18h30min Das 22h00min às 24h00min	Das 00h00min às 02h00min Das 06h00min às 09h00min Das 14h00min às 20h00min Das 22h00min às 24h00min
Super vazio	Das 02h00min às 06h00min	
	Domingo	
Vazio normal	Das 00h00min às 02h00min Das 06h00min às 24h00min	
Super vazio	Das 02h00min às 06h00min	

Tabela 2.4 – Ciclo semanal opcional: para os fornecimentos em MT, AT e MAT em Portugal Continental.

	Período de hora legal de Inverno	Período de hora legal de Verão
	De segunda-feira a sexta-feira	
Ponta	Das 17h00min às 22h00min	Das 14h00min às 17h00min
Cheias	Das 00h00min às 00h30min Das 07h30min às 17h00min Das 22h00min às 24h00min	Das 00h00min às 00h30min Das 07h30min às 14h00min Das 17h00min às 24h00min
Vazio normal	Das 00h30min às 02h00min Das 06h00min às 07h30min	
Super vazio	Das 02h00min às 06h00min	
	Sábado	
Cheias	Das 10h30min às 12h30min Das 17h30min às 22h30min	Das 10h00min às 13h30min Das 19h30min às 23h00min
Vazio Normal	Das 00h00min às 00h30min Das 07h00min às 10h30min Das 12h30min às 17h30min Das 22h30min às 24h00min	Das 00h00min às 00h30min Das 07h30min às 10h00min Das 13h30min às 19h30min Das 23h00min às 24h00min
Super vazio	Das 03h00min às 07h00min	Das 03h30min às 07h30min
	Domingo	
Vazio normal	Das 00h00min às 04h00min Das 08h00min às 24h00min	
Super vazio	Das 04h00min às 08h00min	

Na opção bi-horária são cobrados dois preços distintos: um preço mais baixo nas horas de pouco consumo (horas de vazio normal e super vazio) e um preço mais elevado nas horas de maior consumo (horas de ponta e cheias). Já na opção tri-horária são cobrados três preços distintos: um preço mais baixo nas horas de pouco consumo (horas

de vazio normal e super vazio), um preço intermédio nas horas de consumo médio (horas de cheias) e um preço mais elevado nas horas de maior consumo (horas de ponta). Por fim, na opção tetra-horária a lógica é a mesma, ou seja nas horas de maior consumo o preço é superior, existindo quatro intervalos distintos (horas de super vazio, vazio normal, cheias e ponta).

Com base na curva de consumo de uma habitação apresentada na Figura 2.1, na Figura 2.5 apresenta-se um diagrama dos vários períodos do dia associados ao respetivo nível de preço da energia elétrica, assumindo-se um tarifário tri-horário. Este diagrama é apenas um exemplo ilustrativo do que seria a influência de um tarifário tri-horário na rotina diária de uma habitação comum portuguesa, não devendo por isso ser interpretado como um diagrama informativo.

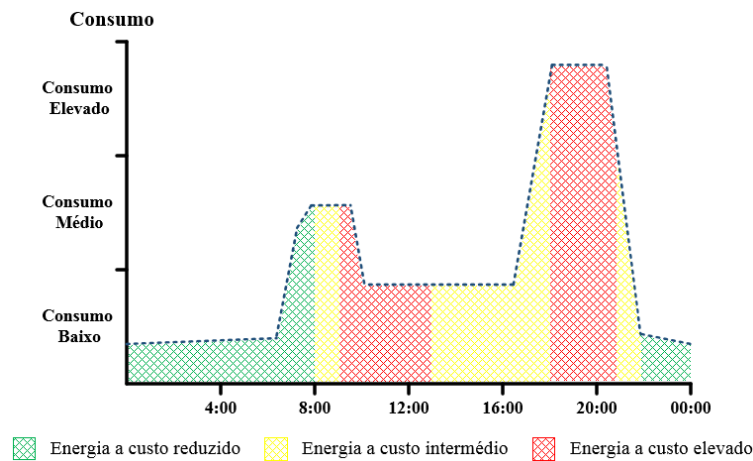


Figura 2.5 – Diagrama de consumo de uma habitação com tarifa tri-horária.

A vantagem das tarifas horárias é o facto do preço cobrado pela energia consumida em horas de vazio ser muito inferior ao cobrado numa tarifa simples. No entanto, com a utilização destas tarifas, o preço em horas de ponta e cheias será em muito superior ao cobrado na tarifa simples. Conclui-se então que, as opções horárias apenas compensam se a maior percentagem do consumo for feita em horas de vazio, pois caso contrário poderão mesmo inflacionar a fatura mensal.

Todas estas opções horárias são um incentivo a que o consumo de energia elétrica seja feito preferencialmente em horas consideradas de vazio, para se evitar o desperdício de energia. Isto porque, apesar de nas horas de vazio os utilizadores consumirem muito menos, como é o caso do fim de semana e durante a noite, nessas horas continua a haver produção de energia elétrica, quer por fontes renováveis quer por centrais termoelétricas, que não podem interromper a sua produção. Assim sendo, mesmo que essa energia não seja aproveitada ela terá de ser gasta.

Em MT, AT e MAT, os clientes estão ainda sujeitos a diferentes preços de energia elétrica dependendo do período trimestral em questão. Na Tabela 2.5 apresentam-se as datas dos quatro períodos trimestrais em vigor em Portugal Continental [11].

Tabela 2.5 – Períodos trimestrais em Portugal Continental.

Períodos trimestrais	Data de início	Data do fim
Período I	1 de janeiro	31 de março
Período II	1 de abril	30 de junho
Período III	1 de julho	30 de setembro
Período IV	1 de outubro	31 de dezembro

2.2.3. Potência Contratada

Entende-se por potência contratada a potência que os distribuidores colocam, em termos contratuais, à disposição do cliente. A potência contratada não pode ser superior à potência requisitada (potência para a qual a instalação foi dimensionada). O montante pago pela potência contratada será maior quanto maior for o seu valor.

Para além do preço a pagar pela potência contratada, os clientes fornecidos em BTE, MT e AT, têm ainda de pagar o grau de utilização da potência contratada. O grau de utilização da potência contratada é determinado dividindo o consumo anual pela potência contratada. Assim, o grau de utilização da potência contratada pode ser de curtas utilizações (CU), médias utilizações (MU) e longas utilizações (LU) [11], [12]. Em BTN, os clientes com uma potência contratada entre 27,6 KVA e 41,4 KVA, estão também sujeitos à classificação quanto ao grau de utilização da potência contratada [11].

Na Tabela 2.6 apresentam-se as possíveis potências contratadas em BTN, para o ano de 2015, para cada uma das tarifas [10], [12]. Em BTN o valor da potência contratada é fixo, ou seja apenas se altera se o cliente assim o pretender.

Já em BTE, MT, AT e MAT, a potência contratada é definida como a máxima potência média em qualquer intervalo ininterrupto de 15 minutos ao longo dos últimos 12 meses [12]. Ou seja, se a potência média utilizada durante 15 minutos ultrapassar a potência contratada até ao momento, a potência contratada sobe automaticamente de escalão e mantém-se durante pelo menos 12 meses, mesmo que durante esse período nunca mais seja utilizada potência que justifique essa potência contratada.

Para além da energia consumida e da potência contratada, em BTE, MT, AT, MAT, também é paga a potência utilizada em horas de ponta [13]. A potência utilizada em horas

de ponta (P_{hp}) pode ser calculada pela equação (2.1), onde E_{hp} representa a energia ativa fornecida em horas de ponta e H_p o número de horas de ponta no período da faturação.

Tabela 2.6 – Possíveis potências contratadas em cada opção tarifária em BTN, para o ano de 2015.

	Potências contratadas possíveis		
	1,15 a 2,3 KVA (1,15; 2,3)	3,45 a 20,7 KVA (3,45; 4,60; 5,75; 6,90; 10,35; 13,80; 17,25; 20,7)	27,6 a 41,4 KVA (27,6; 34,5; 41,4)
Tarifa Simples	X	X	
Tarifa Bi-horária		X	
Tarifa Tri-horária		X	
Tarifa Sazonal simples	X	X	
Tarifa Sazonal Bi-horária		X	
Tarifa Sazonal Tri-horária		X	X
Tarifa de médias utilizações			X
Tarifa de longas utilizações			X

* "X" indica a existência de disponibilidade.

$$P_{hp} = \frac{E_{hp}}{H_p} \quad (2.1)$$

2.3. Produção de Energia por Fontes Renováveis

A aposta nas FERs tem vindo a acentuar-se com o passar dos anos, muito devido à sensibilização que tem existido sobre a importância da preservação do ambiente, associada à evolução que as tecnologias das FERs têm registado nos últimos anos. A aposta nas FERs é ainda sustentada pelas inúmeras vantagens que apresentam na produção de energia, entre elas [14]:

- Geração de emprego;
- Internacionalização de empresas do sector e captação de investimento estrangeiro;
- Exportação de equipamentos e serviços;
- Aumento da segurança do abastecimento;
- Redução da dependência energética nacional;
- Diminuição dos danos ambientais associados à produção de eletricidade;
- Desenvolvimento regional;
- Diminuição das importações de combustíveis fósseis (gás natural e carvão);
- Diminuição da necessidade de aquisição de licenças de CO2.

Para além disso, a aposta nas FERs tem também sido impulsionada pelo aumento do consumo de energia elétrica nos últimos anos, resultado da permanente evolução das condições de vida. Prevê-se que esse cenário se mantenha nos próximos anos, isto porque não existem para já perspetivas de estabilização da procura de energia elétrica [15]. Assim, espera-se que até 2030 a produção de eletricidade por FERs aumente cerca de 150%, contando para isso com o aumento de 100% da potência instalada de FERs [16]. A Figura 2.6 apresenta a evolução esperada da potência instalada de cada FER [16]. Como se pode verificar nessa figura, a FER sobre a qual recaem as expectativas de uma maior evolução relativa é a fonte solar.

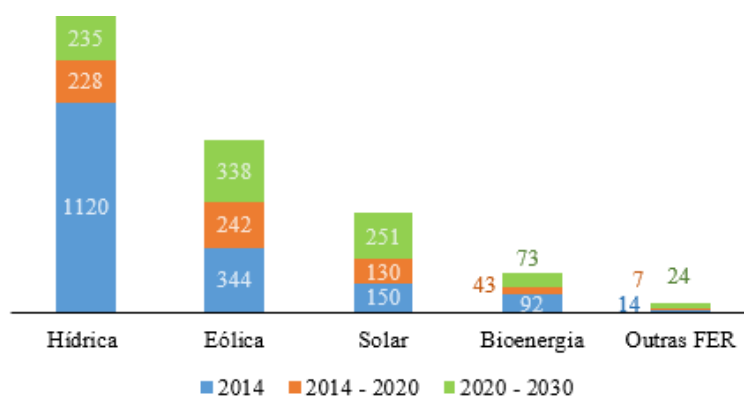


Figura 2.6 – Estimativa de evolução da potência instalada no Mundo por FER até 2030 (em GW).

No que diz respeito aos países da União Europeia, em 2014, a Áustria foi o país onde as FERs tiveram maior peso, cerca de 70%, na produção total da energia elétrica. Seguem-se Portugal, Suécia, Lituânia e Croácia [16]. Até 2030 espera-se que o cenário seja semelhante, perspetivando-se que seja o seguinte: Áustria (89%), Dinamarca (73%), Croácia (69%), Portugal (68%), Lituânia (68%) e Irlanda (66%) [16].

Podemos então concluir que Portugal é dos países que mais tem apostado nas FERs. Este facto é justificado pela abundância e variedade de recursos renováveis que possui, que vão desde rios e montanhas para aproveitar a energia hídrica, muitas horas de radiação para aproveitar a energia solar, muitas horas de vento para aproveitar a energia eólica e uma das maiores plataformas continentais para aproveitar as energias *offshore* [17]. Segundo a Associação de Energias Renováveis (APREN), em Portugal, desde de 2002 que o peso das FERs na produção de eletricidade tem vindo a aumentar de ano para ano. Na Figura 2.7 apresenta-se um gráfico da evolução da percentagem de produção de eletricidade por FERs em Portugal nos últimos anos, assumindo-se que a produção das fontes hidroelétricas não é influenciada pelas condições atmosféricas excecionais registadas, normalmente designado por correção de hidraulicidade.

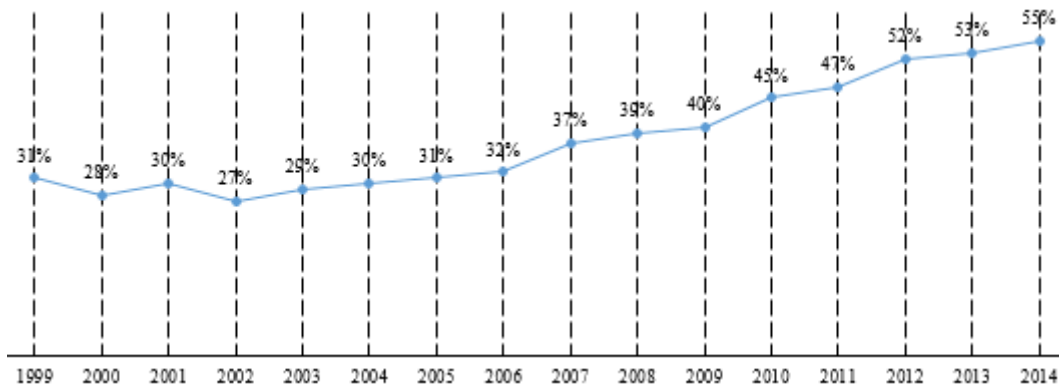


Figura 2.7 – Evolução da percentagem de produção de eletricidade por FERs em Portugal entre 1999 e 2014 (com correção de hidraulicidade).

Como na maioria dos países da União Europeia, também em Portugal a fonte solar foi a que registou uma maior evolução relativa, cerca de 130% [16]. É também de realçar o facto da potência instalada da tecnologia hídrica nos últimos anos ter praticamente estagnado, perspetivando-se por isso que venha a perder peso para outras fontes, nomeadamente para a eólica e para a solar.

Uma das principais vantagens da produção de energia por FERs é a criação de emprego, quer de forma direta ou indireta. Em Portugal, a fonte solar é a que mais tem contribuído para criação de emprego, registando uma média de 12,1 empregos gerados por cada MW de potência instalada, muito acima das fontes eólica (4,6 empregos/MW) e hídrica (3,3 empregos/MW) [18]. O facto das energias solar e eólica serem as que mais contribuem para a criação de emprego deve-se, em parte, à presença no país de fabricantes nestes setores. Por esse motivo a fonte solar é também a que tem maior contribuição para o Produto Interno Bruto (PIB) do país, sendo de 550 mil euros por MW instalado, muito acima da média que é de 232 mil euros por MW instalado [16].

2.3.1. Sistemas de Autoconsumo e Pequena Produção de Energia Elétrica em Portugal

A produção de energia por fontes renováveis pode ser ainda mais vantajosa quando localizada de forma distribuída. A produção distribuída permite:

- Redução das perdas de energia na rede de transmissão/distribuição;
- Maior estabilidade do sistema energético;
- Redução dos riscos e custos no planeamento da construção de novas centrais de produção;
- Diminuição da necessidade de investimento nas redes de transporte de energia elétrica;

- Entrada de novos produtores, de pequena dimensão, o que aumenta a concorrência na atividade de geração;
- A criação de emprego e maior desenvolvimento dos recursos técnicos das economias locais;
- Minimização dos impactos ambientais.

Em Portugal, hoje em dia os sistemas de produção distribuída são separados em dois grupos distintos: sistemas de autoconsumo e sistemas de pequena produção. No entanto, deve ser tido em atenção que estes dois grupos apenas detêm esses nomes desde 4 de Setembro de 2014, até lá eram denominados por microprodução e miniprodução, respetivamente. Segundo o “Novo Regime de Produção Distribuída” [1], aprovado em 4 de setembro 2014, entende-se por sistema de autoconsumo uma instalação, de fonte renovável ou não renovável, de potência inferior à potência contratada na instalação de consumo, e que a energia produzida anualmente não exceda a energia consumida pela instalação de consumo. Por outro lado, o mesmo documento impõe que, um sistema de pequena produção tem obrigatoriamente de ser de fonte renovável, tem também de ter uma potência inferior à potência contratada na instalação de consumo, e a sua energia produzida anualmente deve ser inferior a duas vezes a energia consumida pela instalação de consumo.

Nos sistemas de autoconsumo, a energia produzida é preferencialmente consumida localmente. Não existindo nenhum método de armazenamento, a energia excedente pode ser injetada na rede tendo uma remuneração de 90% do valor praticado pela Rede Elétrica de Serviço Público (RESP) [1]. Com base no exemplo de consumo de uma habitação apresentado na Figura 2.1, na Figura 2.8 apresenta-se o diagrama de produção e consumo da habitação estudada assumindo-se que possui um sistema de autoconsumo.

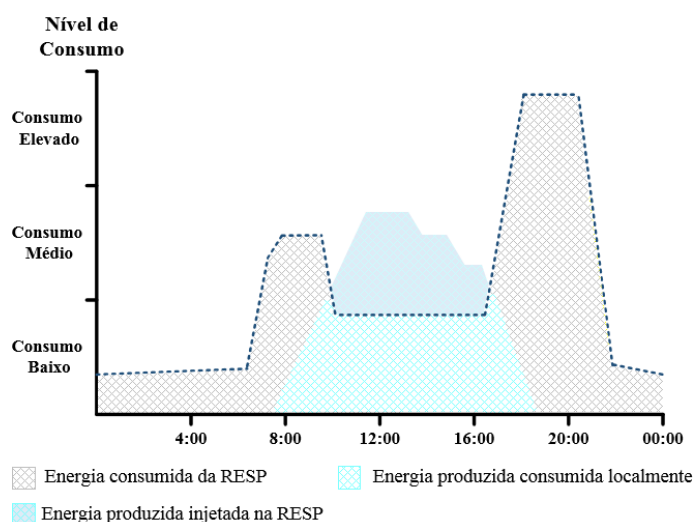


Figura 2.8 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo.

Já nos sistemas de pequena produção toda a energia produzida tem obrigatoriamente de ser injetada na RESP. A remuneração da energia injetada é feita de acordo com o valor estipulado em leilão. Toda a energia injetada acima do limite máximo de produção, que é de duas vezes a energia consumida pela instalação de consumo, não é remunerada.

Como já foi referido, até Setembro de 2014 a produção distribuída era dividida como microprodução e miniprodução. Uma vez que a essa alteração ocorreu há relativamente pouco tempo, as estatísticas disponíveis sobre a produção distribuída são referentes às denominações antigas. No entanto, pode-se considerar que a análise dessas estatísticas continuam válidas para o panorama atual, uma vez que as ideias-chaves são as mesmas. A produção distribuída começou a ter alguma relevância na produção de energia em Portugal a partir de 2008 [19]. Desde então, a evolução tem sido constante de ano para ano, esperando-se que continue nos próximos anos. Na Tabela 2.7 apresenta-se a produção anual de cada FER em sistemas de microprodução e miniprodução nos últimos anos, segundo a Direção Geral de Energia e Geologia (DGEG) [19]. A fonte solar é a FER que tem maior importância na produção distribuída, tendo em 2014 um peso de mais de 99%.

Tabela 2.7 – Produção anual em MWh de cada FER em sistemas de microprodução e miniprodução.

	Produção anual em MWh						
	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014 (*)
Microprodução	7 120	21 215	44 677	78 728	131 674	141 879	152 944
Solar	7 120	21 215	44 677	78 310	131 255	141 318	152 490
Eólica	–	–	–	378	379	475	300
Hídrica	–	–	–	40	40	87	154
Miniprodução	–	–	371	1 448	13 414	48 432	75 648
Solar	–	–	371	1 448	13 414	48 412	75 569
Eólica	–	–	–	–	–	5	41
Hídrica	–	–	–	–	–	16	38
Biogás	–	–	–	–	–	1 319	2 281
Total	7 120	21 215	45 047	80 176	145 088	190 312	228 593

*considerado ano móvel (de Setembro de 2013 a Agosto de 2014)

2.4. Influência dos Sistemas *Load-Shift* no Panorama Energético Atual

Como se pôde verificar, hoje em dia as condições/opções de mercado e de tarifas são muitas. Ainda assim, nem sempre é possível retirar verdadeiramente proveito desta situação. Por exemplo, as opções tarifárias são proveitosas e podem beneficiar muito os clientes, no entanto poucos são os casos em que o consumo pode ser, de forma significativa, desviado para os períodos em que a energia é mais barata. Assim, são poucos os casos em que a adesão às tarifas horárias proporciona uma redução efetiva da fatura energética.

A associação de sistemas *Load-Shift* às tarifas horárias pode torná-las vantajosas a muitos mais utilizadores. Na Figura 2.9 apresenta-se o mesmo diagrama de consumo de uma habitação com tarifa tri-horária apresentado anteriormente (Figura 2.5), mas desta vez assumindo-se que a habitação possui um sistema *Load-Shift*. Pela observação desta mesma figura percebe-se facilmente que a fatura energética paga pelo utilizador será significativamente reduzida, isto porque o consumo em horas de cheias e ponta tem uma diminuição expressiva. Como é natural essa poupança será maior quanto maior for a capacidade do elemento armazenador do sistema *Load-Shift*.

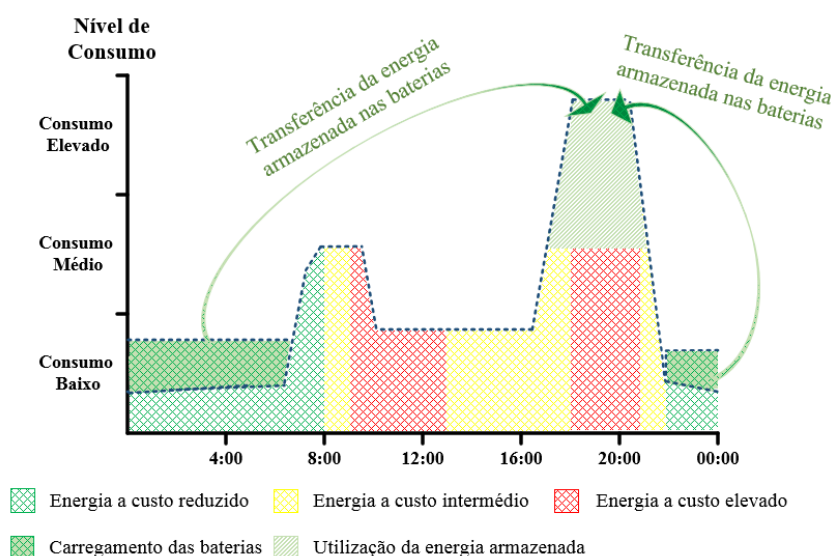


Figura 2.9 – Diagrama de consumo de uma habitação com tarifa tri-horária e com um sistema *Load-Shift*.

Para além de permitir a redução da fatura energética, nesta situação o sistema *Load-Shift* permite ainda reduzir o pico de consumo. Numa habitação, essa redução dos picos de consumo permite ao utilizador reduzir a potência contratada e como consequência reduzir o valor dessa parcela na fatura energética. Já numa empresa/instituição, essa redução dos picos de consumo assume uma importância ainda maior, pois para além de permitir aderir a uma potência contratada mais baixa será

também determinante na permanência desse nível de potência contratada. Isto porque, como já foi abordado anteriormente, caso o consumo de energia ultrapasse a potência contratada esta assume automaticamente um novo valor, que se irá manter durante pelo menos 12 meses.

Em relação à produção de energia por FERs não existem grandes dúvidas quanto aos benefícios que trazem à sociedade e à economia, perspetivando-se por isso a continuidade da aposta neste tipo de fontes de produção de energia. Dentro das FERs espera-se que a fonte solar e a fonte eólica sejam as que irão registar uma maior aposta em relação a todas as outras. No entanto, estas fontes de energia renovável apresentam ainda nos dias de hoje um coeficiente de utilização muito inferior ao desejado, sendo mesmo as FERs piores a esse nível. Entende-se por coeficiente de utilização como sendo o indicador que traduz o aproveitamento retirado da potência total instalada de determinada fonte de energia [16]. Tal facto deve-se não só ao baixo rendimento destas duas tecnologia mas também ao mau aproveitamento da energia produzida, ou seja, devido à instabilidade da produção associada à falta de mecanismos de armazenamento.

Neste contexto, a associação de sistemas *Load-Shift* à produção de energia por FERs poderá ser essencial para justificar ainda mais a sua aposta, uma vez que o seu coeficiente de utilização é significativamente aumentado [5]. Este aumento é conseguido através do aproveitamento da energia produzida em momentos em que não é necessária, ou seja, torna-se possível aproveitar a energia produzida por FERs durante mais tempo, retirando-se assim um maior aproveitamento da potência instalada.

Apesar de ser um conceito simples, a sua implementação no panorama da produção centralizada é complexa, e por isso tem vindo a ser estudada e desenvolvida há vários anos. Exemplo disso é o caso do projeto *Venteese* em que foi implementado um sistema de armazenamento junto a uma central eólica com o objetivo de estudar as contrariedades típicas desta FER, bem como estratégias e algoritmos para as ultrapassar recorrendo a sistemas de armazenamento (Figura 2.10). Este projeto foi posto em prática em Champagne-Ardenne, situada no nordeste de França, mais precisamente em Vendevre-sur-Barse que é uma pequena região do departamento de Aube. Para além do governo Francês, este projeto teve ainda a colaboração de oito empresas (*EFRE*, *Saft*, *Schneider Electric*, *General Electric*, *EDF R&D*, *Boralex*, *RTE* e *Made*) e duas universidades (*Troyes Technical university* e *L2EP*), o que demonstra a importância que a comunidade científica da área dá a este assunto [20].

Existem já muitos outros casos em que se procedeu à instalação de sistemas de armazenamento nas centrais de produção de energia como forma de aumentar a sua eficiência [21].



Figura 2.10 – Fotografia da central eólica de *Champagne-Ardenne*, situado no nordeste de França (Fonte: *Electronic Engineering Times*).

No novo contexto do autoconsumo em Portugal, a injeção de energia excedente na rede, apesar de ser preferível ao desperdício da mesma, não é tão rentável como seria se fosse consumida localmente. Assim, também no autoconsumo a associação de sistemas *Load-Shift* pode assumir um papel importante no que diz respeito ao aumento da eficiência do sistema. A Figura 2.11 apresenta o mesmo diagrama de consumo e produção de uma habitação apresentado na Figura 2.8, assumindo-se a utilização de um sistema *Load-Shift*. Neste caso, a grande vantagem da utilização de um sistema *Load-Shift* é a possibilidade de a energia produzida em excesso poder ser consumida em períodos posteriores à sua produção, evitando assim a injeção dessa energia na rede. Como acontece nas tarifas horárias, também neste caso a utilização dos sistemas *Load-Shift* permite ainda reduzir a potência contratada, utilizando-se a energia armazenada nos períodos de maior consumo.

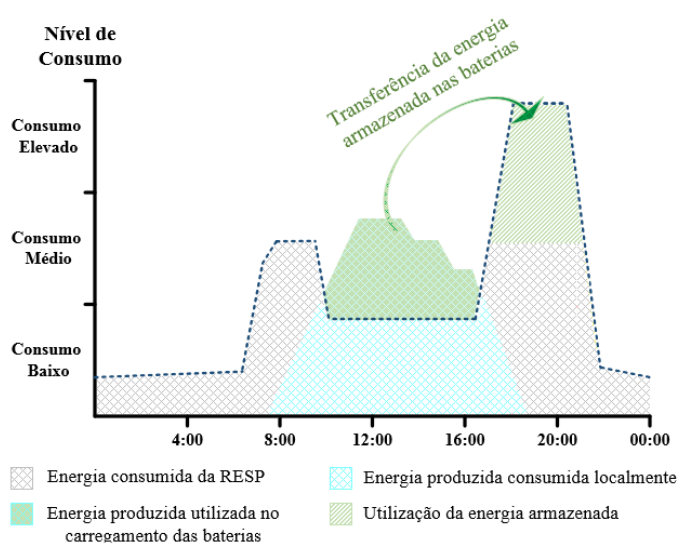


Figura 2.11 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo e com um sistema *Load-Shift*.

A fatura energética desta mesma habitação pode ainda ser reduzida com a utilização de um tarifário horário. Na Figura 2.12 apresenta-se o mesmo diagrama da habitação, com sistema de autoconsumo e sistema *Load-Shift*, utilizando agora também um tarifário tri-horário. Mais uma vez deve ter-se em atenção que este esquema é apenas ilustrativo, ou seja, poderão existir momentos em que não exista excedente de produção. Apesar de ser preferível que exista excedente de produção, caso não o haja ou o haja em pequena quantidade o sistema de armazenamento estará mais disponível para transportar energia barata para períodos em que o custo é superior.

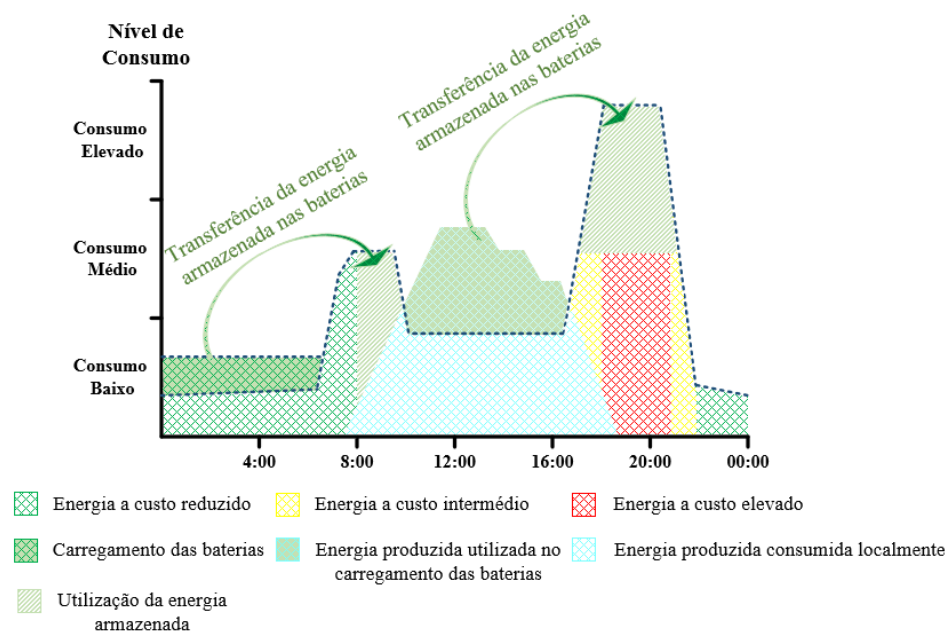


Figura 2.12 – Diagrama de consumo e produção de uma habitação com sistema de autoconsumo, com tarifário tri-horário e com um sistema *Load-Shift*.

Pode então concluir-se que as vantagens para a introdução dos sistemas *Load-Shift* no mercado energético são muitas. A grande, e talvez única desvantagem dos sistemas *Load-Shift* é o investimento inicial elevado, que é sem dúvida o grande responsável pela ainda baixa adesão a este tipo de sistema [1].

Na Figura 2.13 apresenta-se um possível algoritmo de controlo a aplicar num sistema *Load-Shift* numa aplicação com sistema de autoconsumo e tarifa horária. Este algoritmo tem como objetivo estudar as ações mais benéficas à redução da fatura energética, abrangendo para isso todas as hipóteses possíveis.

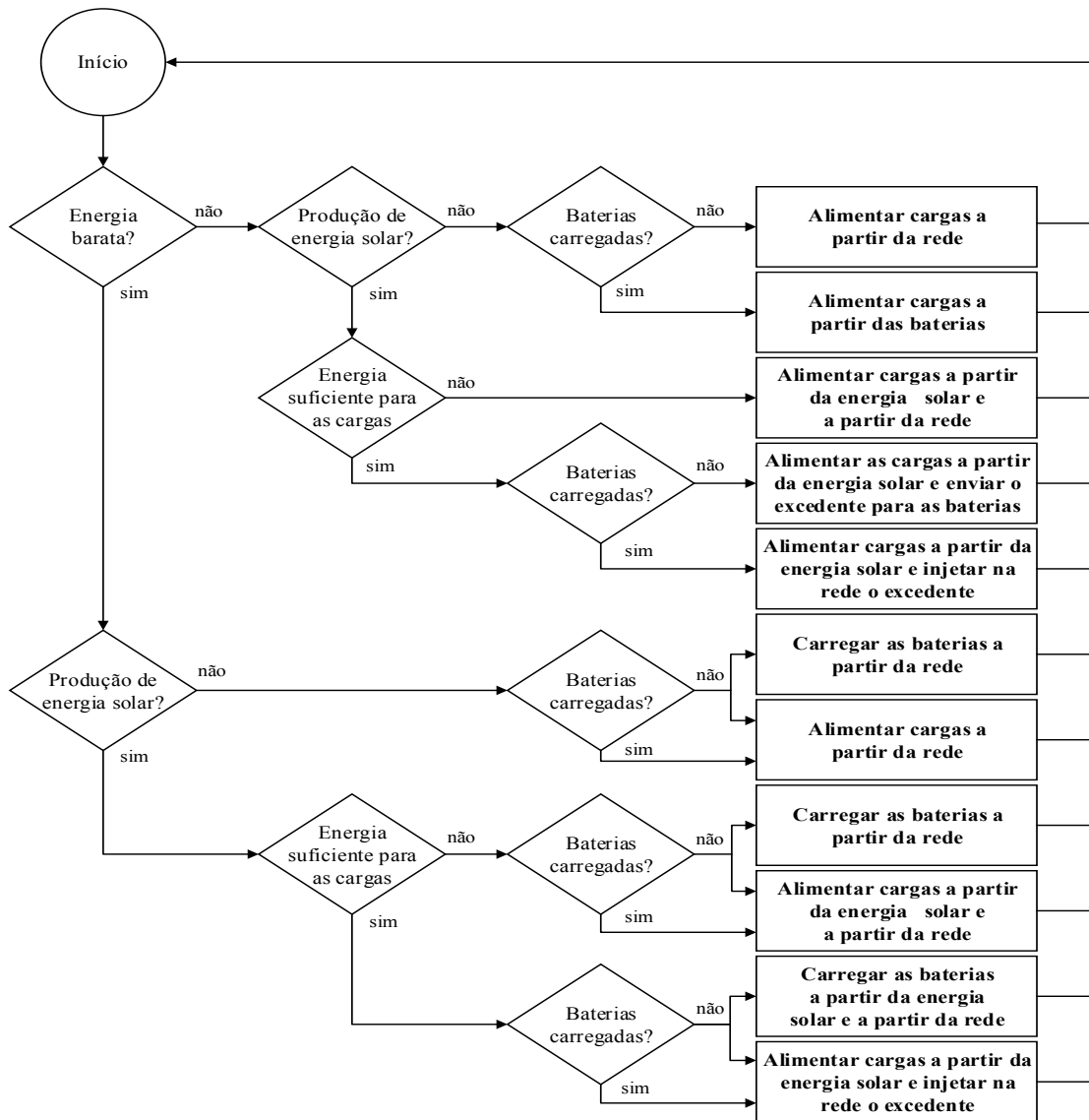


Figura 2.13 – Algoritmo de controlo do sistema *Load-Shift* numa aplicação com sistema de autoconsumo e tarifa horária.

2.5. Armazenadores de Energia para Sistemas *Load-Shift*

Os sistemas de armazenamento de energia estão em permanente evolução, seja pelo aparecimento de novas tecnologias ou pela evolução das já existentes. Devido às diferentes necessidades das aplicações que requerem sistemas de armazenamento, as tecnologias de armazenamento existentes hoje em dia são diversas, e para além disso utilizam princípios e métodos de funcionamento diferentes.

Como todas as tecnologias, também os sistemas de armazenamento passam por várias fases no seu ciclo de vida evolutivo. Nos sistemas de armazenamento o processo evolutivo de cada tecnologia segue, normalmente, a ordem seguinte: investigação e desenvolvimento, comercialização e otimização. Na Tabela 2.8 apresentam-se as principais tecnologias de armazenamento bem como o seu estado de maturação e tipo de armazenamento [22–24].

Tabela 2.8 – Estado de maturação das principais tecnologias de armazenamento.

Estado de maturação	Tipo de armazenamento	Tecnologias de Armazenamento
Investigação e Desenvolvimento	Armazenamento elétrico	Supercondensadores
		Supercondutores
	Armazenamento mecânico	Volantes de inércia (de alta velocidade)
		Ar comprimido adiabático
	Armazenamento térmico	Armazenamento termoquímico
	Armazenamento químico	Hidrogénio
		Gás natural sintético
		Baterias de fluxo
Comercialização e otimização	Armazenamento mecânico	Volantes de inércia (de baixa velocidade)
		Ar comprimido
	Armazenamento térmico	Armazenamento de gelo
		Sal derretido
	Armazenamento químico	Baterias de sódio-enxofre (NaS)
		Baterias de iões de lítio (Li-ion)
Comercialização madura	Armazenamento mecânico	Bombagem hidroelétrica
	Armazenamento térmico	Armazenamento de água fria
		Armazenamento geotérmico
		Água quente residencial
	Armazenamento químico	Baterias de níquel-hidreto-metálico (NiMH)
		Baterias de chumbo-ácido
		Baterias de níquel-cádmio (NiCd)
		Baterias Zebra

A existência de uma grande variedade de tecnologias de armazenamento deve-se essencialmente ao facto de cada aplicação ter necessidades diferentes, o que requer que o sistema armazenador escolhido tenha características particulares. Na escolha de um elemento armazenador de energia deve inicialmente estabelecer-se quais os tipos de armazenamento mais favoráveis tendo em conta o tipo de aplicação (estática ou portátil),

o tempo de armazenamento pretendido (curto ou longo) e a potência máxima que se pretende armazenar [25].

Nos sistemas *Load-Shift*, os sistemas de armazenamento que apresentam ou podem vir a apresentar mais vantagens são: bombagem hidroelétrica, volantes de inércia, ar comprimido, baterias de chumbo-ácido, baterias de sódio-enxofre (NaS), baterias de íões de lítio (Li-ion), bateria ZEBRA, baterias de fluxo (redox de vanádio (RX) e Zinco-bromo (ZnBr)) e supercondensadores [3], [26]. Devido ao tamanho e necessidades particulares os sistemas de bombagem hidroelétrica, volantes de inércia e ar comprimido não são geralmente uma boa opção para os sistemas *Load-Shift* para aplicações em residências e indústrias, e por isso não serão abordados no âmbito deste trabalho.

2.5.1. Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de chumbo-ácido são as mais utilizadas na generalidade das aplicações, apresentando um peso de cerca de 60% na capacidade total instalada por baterias [27]. Para esse sucesso contribui essencialmente o facto de apresentarem um custo de produção reduzido e de ser já uma tecnologia madura. Estas baterias apresentam ainda uma elevada confiabilidade e auto descarga muito reduzida o que faz com que sejam indicadas para potências médias (até um 1 MW) [26]. Por outro lado, apresentam como grande desvantagem um elevado peso, o que se traduz num baixo valor de energia específica (Wh/Kg) e potência específica (W/Kg), quando comparado com as outras baterias. Outra grande desvantagem é o facto de apresentar um reduzido número de ciclos, o que leva a que se deteriore rapidamente caso sejam efetuados ciclos de carga e descarga frequentes. Esta tecnologia de baterias exige ainda um cuidado especial porque, devido à sua composição, um descarte errado das mesmas pode pôr em causa problemas de saúde pública [28].

As baterias de chumbo-ácido estão ligadas desde há muito tempo ao mercado automóvel. Inicialmente, apenas estavam ligadas a tarefas secundárias como arranque do automóvel, iluminação e climatização [29]. Atualmente são também utilizadas nos carros elétricos, funcionando como fonte de energia principal [29].

2.5.2. Baterias de Sódio-Enxofre (NaS)

As baterias de sódio-enxofre utilizam sódio (S) no ânodo e enxofre (Na) no cátodo. Trata-se de duas matérias primas muito abundantes na natureza e muito baratas, o que leva a que haja muito investimento e expectativa na evolução neste tipo de baterias. Apesar de serem recentes, são as mais promissoras para potências elevadas (acima

de 1 MW) [27]. Apresentam como principais vantagens o elevado número de ciclos e a facilidade de descarregar rapidamente em potência elevadas. Estas baterias apresentam ainda baixa auto descarga e necessitam de pouca manutenção.

A grande desvantagem das baterias NaS é a necessidade de operação a temperaturas extremas (cerca de 350 °C) para manter os elétrodos fundidos. Esta temperatura é mantida graças à utilização da energia armazenada, o que reduz parcialmente a eficiência da bateria [24].

Como método de investigação, já foram desenvolvidos vários projetos com baterias de NaS, nomeadamente na área de energia renováveis. Exemplo disso é o caso da central eólica de *Rokkasho* no Japão, em que foram instaladas 17 baterias de NaS de 2 MW cada [30]. Essas baterias têm como objetivo armazenar o excedente de energia durante a noite, e posteriormente durante o dia injetá-la na rede.

2.5.3. Baterias de Iões de Lítio (Li-ion)

As baterias de lítio são as mais promissoras para potências médias (até um 1 MW), devido ao seu baixo peso, elevada energia específica (Wh/Kg), elevada densidade de energia (Wh/L) e elevada potência específica (W/Kg) [31]. As baterias de Li-ion apresentam ainda várias vantagens, como [32]: operação sob uma grande gama de temperaturas (-20 °C a 70 °C), tensão praticamente constante durante a descarga, baixa taxa de auto descarga, ciclo de vida relativamente longo, ausência de efeito de memória e ausência de materiais tóxicas (p. ex. chumbo ou mercúrio). Por outro lado, a maior desvantagem destas baterias é o facto de possuírem um preço de produção elevado, quando comparado com a maioria das topologias de baterias. Outra particularidade é o facto de a sua degradação aumentar consideravelmente caso estejam expostas a temperaturas elevadas (acima dos 70 °C) [33].

Devido ao peso reduzido, as baterias de Li-ion são muito utilizadas em dispositivos portáteis, como telemóveis, computadores, câmaras digitais e relógios [29]. Para além disso, são cada vez mais uma solução viável para aplicações de mobilidade elétrica [29].

Dentro das baterias de iões de lítio existem várias subcategorias, das quais se destacam as seguintes: iões de lítio de ferro fosfato (Lithium Iron Ferric Phosphate - LiFePO_4), iões de lítio de óxido de magnésio (Lithium Manganese Oxide - LiMn_2O_4), lítio óxido de cobalto (Lithium Cobalt Oxide - LiCoO_2) e lítio de níquel cobalto óxido de alumínio (Lithium Nickel Cobalt Aluminum Oxide - LiNiCoAlO_2) [34]. De todas as topologias de baterias de iões de lítio as mais utilizadas e vantajosas são as LiFePO_4 . Em relação a todas as outras baterias de iões de

lítio, as baterias LiFePO_4 apresentam como grandes benefícios um maior nível de segurança e possibilidade de operar sob uma maior gama de temperaturas [33].

2.5.4. Baterias ZEBRA

As baterias *Zero Emissions Batteries Research Activity* (ZEBRA) são constituídas por cloreto de níquel sódio. Estas baterias apresentam uma densidade de energia elevada (Wh/L) e energia específica (Wh/Kg) elevada, apenas superadas pelas baterias de lítio [31]. Estas baterias destacam-se de todas as outras pelo nível de robustez e resistência que apresentam, o que as torna capazes de suportar ambientes exigentes e agressivos [35]. Estas baterias apresentam ainda outras vantagens, como por exemplo: preço reduzido, e avançado estado de maturidade [36].

Tendo em conta as propriedades de rigidez que apresentam, inicialmente as baterias ZEBRA eram muito recorrentes em aplicações marítimas, nomeadamente em submarinos militares. Atualmente o foco destas baterias passou para a mobilidade elétrica, registando-se aplicações em carros e autocarros híbridos e elétricos, e também em aplicações estacionárias, como é o caso das UPSs (*Uninterrupted Power Supplies*) [37].

2.5.5. Baterias de Redox de Vanádio (RX)

As baterias de redox de vanádio estão ainda em fase de investigação e desenvolvimento, e por isso o conhecimento destas baterias é ainda muito vago. A sua evolução tem sido lenta devido ao facto de existir a necessidade de envolver partes mecânicas, tais como sistemas de bombeamento [38].

Os esforços para que esta tecnologia venha a ser comercializável devem-se essencialmente ao facto de apresentarem um custo reduzido, uma elevada simplicidade e de os seus materiais não serem tóxicos [37]. Estas baterias apresentam ainda a vantagem de ter um número de ciclos de vida elevado e não influenciável pelo nível de descarga [26].

As baterias de redox de vanádio têm como aplicações alvo as energias renováveis e a mobilidade elétrica. No entanto, tendo em conta os resultados que se conseguiram, até ao momento, estas baterias ainda são inviáveis no que diz respeito a aplicações de mobilidade elétrica devido à baixa densidade de energia (Wh/L) que apresentam [24].

2.5.6. Zinco-bromo (ZnBr)

As baterias de zinco-bromo, à semelhança das baterias de redox de vanádio, ainda se encontram em fase de investigação e desenvolvimento. Neste caso o impedimento a

um desenvolvimento mais rápido da tecnologia centra-se nas características intrínsecas dos materiais que as compõem (zinco e bromo) [27].

Até à fase atual da investigação e desenvolvimento das baterias de ZnBr conclui-se que as suas principais vantagens são [32]: uniformidade entre células, elevada energia específica (Wh/Kg), boa eficiência, materiais baratos e de fácil aquisição, baixa temperatura de operação e capacidade de carga rápida sem deteriorar a bateria. Por outro lado, acredita-se que as principais desvantagens são a necessidade de sistemas auxiliares para controlar a temperatura e elevada auto descarga [32].

2.5.7. Supercondensadores

O aparecimento dos supercondensadores ou condensadores de camada dupla (*double-layer-capacitors* - DLC) elevou muito as expectativas quanto ao nível de evolução que estes sistemas de armazenamento podem atingir a curto prazo. Os supercondensadores podem ser vistos como um elemento armazenador que possibilita a junção das vantagens dos condensadores com as das baterias [39]. Eles apresentam características únicas quando comparados com os outros elementos armazenadores, como por exemplo: alta densidade de potência, ciclos de vida quase ilimitados, operações de carga e descarga extremamente rápidas e possibilidade de operação sob uma alargada gama de temperaturas (-40 °C a 65 °C) [40].

No entanto, devido à sua reduzida densidade de energia (Wh/Kg) e custo elevado, por enquanto os supercondensadores são apenas utilizados como sistemas auxiliares e não como fonte principal de energia. Para além disso, apresentam uma auto descarga elevada [24]. Ainda assim, espera-se que nos próximos anos essas desvantagens possam vir a ser eliminadas graças à investigação e desenvolvimento que vem sendo realizados.

Os supercondensadores têm como principais aplicações: conversores de eletrónica de potência, UPSs e ainda sistema de travagem regenerativa de veículos elétricos [38].

2.5.8. Comparação dos Sistemas de Armazenamento

A Tabela 2.9 apresenta a comparação dos elementos armazenadores descritos anteriormente, sendo que as informações citadas resultam da análise das conclusões de três estudos, apresentados em [26], [31], [38]. Pela análise da tabela conclui-se que, para um sistema *Load-Shift* de aplicação doméstica, as baterias que apresentam maiores vantagens na generalidade dos critérios são as baterias de íões de lítio e os supercondensadores. Apesar disso, os supercondensadores apresentam ainda um preço muito elevado e que não é suportável para este tipo de aplicações. Assim, pode-se concluir

que, no momento atual, as baterias de íons de lítio são as mais vantajosas para os sistemas *Load-Shift* de pequenas e médias potências (até 1 MW) [41]. Ainda assim, as baterias de chumbo-ácido, devido a apresentarem um custo muito inferior em relação às de íons de lítio não são completamente descartadas. Já no que diz respeito a sistemas *Load-Shift* de potências elevadas (acima de 1 MW), as baterias de NaS são as mais vantajosas.

Tabela 2.9 – Comparação das tecnologias de armazenamento aplicáveis a sistemas *Load-Shift*.

	Capacidades disponíveis (kWh)	Eficiência (%)	Nº de ciclos	Auto descarga por dia (%)	Preço de produção (€/kWh)
Chumbo-Ácido	1 – 40 000	70 – 85	< 1500	0,03 – 0,2	50 – 250
Sódio-Enxofre (NaS)	40 – 245 000	85 – 90	4500	< 20	200 – 250
Íons de Lítio (Li-ion)	0,001 – 50 000	85 – 95	< 7000	0,06 – 0,3	700 – 1500
ZEBRA	< 100	85 – 90	> 3000	< 18	500
Redox de Vanádio (RX)	2 000 – 120 000	80 – 85	13 000	< 10	215 – 450
Zinco-bromo (ZnBr)	100 – 2 000	75 – 80	< 2000	24	600 – 800
Supercondensadores	10	85 – 98	10 ⁶	1	6800 – 20000

2.6. Conclusão

Neste capítulo foi analisada a influência que os sistemas *Load-Shift* podem ter no panorama energético atual. Apesar de existirem várias opções horárias estas não são tão benéficas para os utilizadores como seria desejado, uma vez que na maioria dos casos não é possível deslocar o consumo de forma significativa para as horas consideradas de vazio. Assim, os sistemas *Load-Shift* podem ajudar a retirar mais proveito destas tarifas e ainda possibilitar uma redução da potência contratada, uma vez que o pico de consumo pode ser diminuído.

Conclui-se também que os sistemas *Load-Shift* permitem aumentar a eficiência das FERs, seja em grandes centrais de produção ou em sistemas de autoconsumo. Em instalações com sistemas de autoconsumo os sistemas *Load-Shift* têm uma função dupla, aproveitar o excedente de energia e comprar energia à rede em horas de vazio para posteriormente injetá-la na instalação durante períodos de ponta.

No que diz respeito aos armazenadores de energia, conclui-se que os mais indicados para os sistemas de *Load-Shift* de pequenas e médias potências (até 1 MW) são as baterias de íons de lítio (Li-ion), sendo que para potências elevadas (acima de 1 MW) as mais vantajosas são as de sódio-enxofre (NaS). No entanto, devido à permanente evolução dos sistemas de armazenamento, o cenário pode alterar-se muito rapidamente.

CAPÍTULO 3

Conversores CC-CC para Sistemas *Load-Shift*

3.1. Introdução

Os conversores CC-CC são utilizados em muitas e variadas aplicações de eletrónica de potência. Assim, de forma a dar a resposta pretendida os conversores CC-CC registaram uma grande evolução nos últimos anos. Esta evolução permitiu o desenvolvimento das topologias já existentes e também proporcionou o aparecimento de novas topologias. Desse modo, devido à grande quantidade de topologias existentes, normalmente existe mais do que uma topologia possível para uma determinada aplicação.

Neste capítulo são descritos os conversores CC-CC e as respetivas técnicas de controlo utilizados nos sistemas *Load-Shift*. Inicialmente são abordadas e comparadas as duas alternativas possíveis na implementação de um sistema *Load-Shift*. Em seguida, tendo em conta as conclusões retiradas na secção anterior, são apresentados os principais conversores bidirecionais isolados bem como as suas principais aplicações. Por fim, são referidas as técnicas de controlo aplicadas aos conversores bidirecionais isolados, e descritas em pormenor as mais vantajosas.

3.2. Estrutura de um Sistema *Load-Shift*

Um sistema *Load-Shift*, como já foi referido, tem como principal objetivo o armazenamento de energia para utilização posterior. Para isso, o sistema terá de ser constituído por um conversor CA-CC, para fazer a interface com a rede de tensão alternada sinusoidal e um barramento de tensão contínua, por um conversor CC-CC, para que seja possível adaptar a tensão de saída do conversor CA-CC à tensão nominal do elemento armazenador, e por um elemento armazenador. Tendo em conta que o sistema *Load-Shift* terá de permitir o carregamento das baterias e uma posterior devolução da energia armazenada à rede, é indispensável que ambos os conversores sejam bidirecionais, de forma a possibilitar que a energia flua em ambos os sentidos.

Nos sistemas *Load-Shift*, o conversor CC-CC é o responsável pela adaptação da tensão do barramento CC para a das baterias e vice-versa. Tendo em conta que na maioria

dos sistemas *Load-Shift* a tensão do barramento CC é muito superior à tensão das baterias, as perdas de um conversor elevador convencional seriam elevadas. Nesse sentido, os sistemas *Load-Shift* contam normalmente com a utilização de um transformador para aproximar a tensão do barramento CC à das baterias. Para além de auxiliar o conversor CC-CC na adaptação do nível de tensão, a utilização do transformador é ainda justificável pelo isolamento galvânico que permite entre a rede elétrica e as baterias [42].

A literatura da área refere a existência de duas possibilidades no que diz respeito à estrutura de um sistema *Load-Shift* [43]. A principal diferença entre as duas possibilidades é o local onde é garantido o isolamento galvânico, podendo este ser garantido logo após a rede elétrica ou então no próprio conversor CC-CC. Assim, pode concluir-se que as duas soluções se distinguem pelos conversores CC-CC bidirecionais que utilizam, diferenciando-se na utilização ou não de um transformador. Na literatura os conversores CC-CC bidirecionais são designados por BDC (*Bidirectional DC-DC Converter*), já os conversores CC-CC bidirecionais isolados são designados por IBDC (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter*) [44].

Na Figura 3.1 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema *Load-Shift* utilizando-se um conversor CC-CC bidirecional não isolado. Como se pode verificar pela figura, neste caso o transformador está situado logo após a rede, tratando-se por isso de um transformador de baixa-frequência.

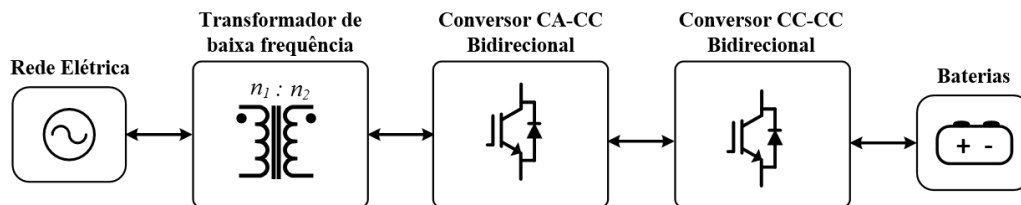


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de um sistema *Load-Shift* com um BDC.

Na Figura 3.2 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema *Load-Shift* utilizando-se um conversor CC-CC bidirecional isolado. Neste caso, uma vez que o transformador se situa no próprio conversor CC-CC trata-se de um transformador de alta-frequência.

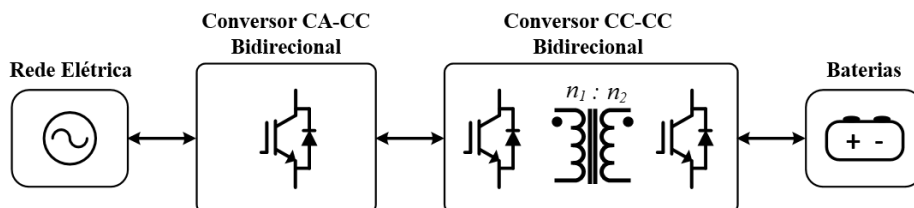


Figura 3.2 – Diagrama de blocos de um sistema *Load-Shift* com um IBDC.

Apesar de em ambos os casos ser utilizado um transformador, existem várias diferenças inerentes ao facto de ser de baixa ou alta-frequência. Um transformador de alta-frequência é menos volumoso, mais leve e mais barato do que um transformador de baixa-frequência. Assim sendo a utilização de um conversor IBDC ao invés de um conversor BDC torna o sistema mais compacto e mais flexível [43], [45]. Por outro lado, um conversor IBDC é mais complexo e dispendioso do que um BDC. Ainda assim, equacionando ambos os fatores conclui-se que a solução que recorre a um IBDC é, na maioria dos casos, mais vantajosa [46].

3.3. Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados

Os conversores CC-CC são essenciais para que se consiga ajustar a amplitude de uma tensão ou corrente contínua para o valor pretendido. Existem três tipos de conversores CC-CC: elevadores, abaixadores e elevadores/abaixadores. Para além dessa característica, é ainda importante conhecer o tipo de isolamento do conversor, podendo ser isolado ou não isolado. Os conversores não isolados poderão ser divididos em dois grupos distintos, conversores CC-CC unidirecionais não isolados (*Unidirectional DC-DC Converter* – UDC) e em conversores CC-CC bidirecionais não isolados (*Bidirectional DC-DC Converter* – BDC). O mesmo acontece com os conversores isolados, dando origem aos conversores CC-CC unidirecionais isolados (*Isolated Unidirectional DC-DC Converter* – IUDC) e aos conversores CC-CC bidirecionais isolados (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter* – IBDC).

Na escolha de uma topologia devem ser analisadas as suas principais características, como por exemplo a eficiência, o custo e o volume. Após essa análise, as conclusões retiradas devem acima de tudo ter em conta a aplicação em causa. Dos UDCs os mais utilizados são: o *buck*, *buck-boost* e o *boost* [47]. Ainda assim existem muitas outras topologias que são muito utilizadas, como: *sepic*, *zeta*, entre outros. No que diz respeito aos IUDC os mais indicados em baixas potências são o *flyback* e o *forward*, e em potências mais elevadas são o *half bridge* e *full bridge*, existindo ainda outras topologias [47].

Como referido anteriormente, nos sistemas *Load-Shift* os conversores CC-CC mais vantajosos são os IBDCs, por isso apenas estes serão abordados neste trabalho. Os IBDCs diferenciam-se de todas as outras topologias por garantirem isolamento galvânico e possibilitarem o fluxo de energia em ambos os sentidos [48]. Os conversores CC-CC bidirecionais isolados são utilizados em diversas aplicações, entre elas:

- Sistemas de armazenamento de energia [42], [49];

- Veículos elétricos e híbridos [44], [50];
- Sistemas com células de combustível [51–53];
- Fontes de alimentação interrompidas (*Uninterrupted Power Supplies* – UPS) [53], [54];
- Sistemas fotovoltaicos [55];
- Sistemas de distribuição de energia [56];
- Produção e distribuição de energia de forma descentralizada (*Microgrids*) [2], [57].

Devido à variedade de situações em que são utilizados, e à importância que muitas dessas aplicações têm atualmente (p. ex. mobilidade elétrica), perspectiva-se que os IBDCs continuem nos próximos anos num processo de evolução [58]. Espera-se no entanto que essa evolução se centre essencialmente nos IBDCs de alta potência, visto que os IBDCs para baixa potência já estão num grau de desenvolvimento mais maduro, tendo em conta as aplicações que os requerem [59].

Na maioria dos casos, os IBDCs não vieram criar novas aplicações mas sim trazer soluções alternativas para aplicações já existentes. Ou seja, apesar dessas aplicações não necessitarem obrigatoriamente de conversores IBDCs, utilizando-os podem-se tornar mais viáveis, mais eficientes e mais económicas. Para além dos sistemas *Load-Shift*, outro exemplo disso são os sistemas *Back-to-Back* (BTB) [56].

Os IBDCs têm várias vantagens em relação aos BDCs, entre elas: maior segurança, maior confiabilidade e maior flexibilidade [43], [45]. No entanto, apresentam uma maior complexidade e um maior custo [43], [45]. Um IBDC pode ser visto como dois conversores CA-CC interligados através de um transformador (Figura 3.3).

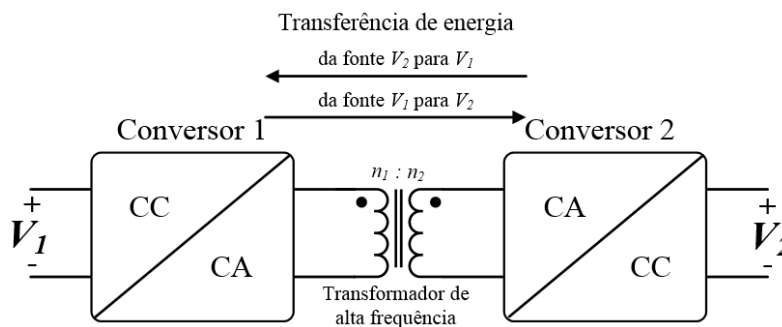


Figura 3.3 – Estrutura básica de um IBDC.

Existem muitas topologias de IBDCs. As mais utilizadas são a *dual half bridge* (DHB) e a *dual active bridge* (DAB) [45]. A maioria das topologias de IBDCs são uma evolução de topologias de IUDC [60]. As topologias existentes diferem entre si essencialmente no número de interruptores controláveis que utilizam. As principais topologias de IBDCs são:

- Com dois interruptores:
 - ✓ *Dual flyback* [61–66];
 - ✓ *Dual Ćuk* [67], [68];
 - ✓ *Zeta sepic* [69];
- Com três interruptores:
 - ✓ *Forward flyback* [70–72];
- Com quatro interruptores:
 - ✓ *Dual push-pull* [73];
 - ✓ *Push-pull flyback* [74];
 - ✓ *Dual half bridge* [75, 76];
 - ✓ *Half bridge push-pull* [77];
- Com cinco interruptores:
 - ✓ *Full bridge forward* [57];
- Com seis interruptores:
 - ✓ *Half full bridge* [78–80];
- Com oito interruptores:
 - ✓ *Dual active bridge* [4], [41], [51], [81–86].

Como se pode verificar existem muitas e diversificadas topologias de IBDCs, sendo que cada uma apresenta vantagens e desvantagens próprias. A potência que um conversor IBDC pode transferir é proporcionalmente direta ao número de interruptores que utiliza [60]. Por exemplo, um conversor com quatro interruptores será capaz de transferir o dobro da potência quando comparado com um de apenas dois, no entanto quando comparado com um conversor de oito interruptores a potência máxima que poderá transferir será metade.

Tendo em conta a grande variedade existente de conversores IBDCs, nesta dissertação apenas são abordadas as topologias mais comuns. Nos próximos itens são abordadas e analisadas as topologias de IBDCs mais utilizadas.

3.3.1. Conversor *Dual Flyback*

Na Figura 3.4 apresenta-se o esquema elétrico de um conversor bidirecional isolado baseado na topologia *flyback* (*dual flyback*). Um conversor *dual flyback* é constituído por dois conversores *flyback* em que cada um garante o funcionamento num dos sentidos, formando um conversor bidirecional. Este conversor, como todos os conversores bidirecionais isolados, utiliza um transformador, no entanto, como acontece na topologia *flyback*, ele funciona como duas indutâncias com acoplamento mútuo [63]. Este

conversor utiliza ainda dois IGBTs com díodos em antiparalelo, situando-se um de cada lado do transformador.

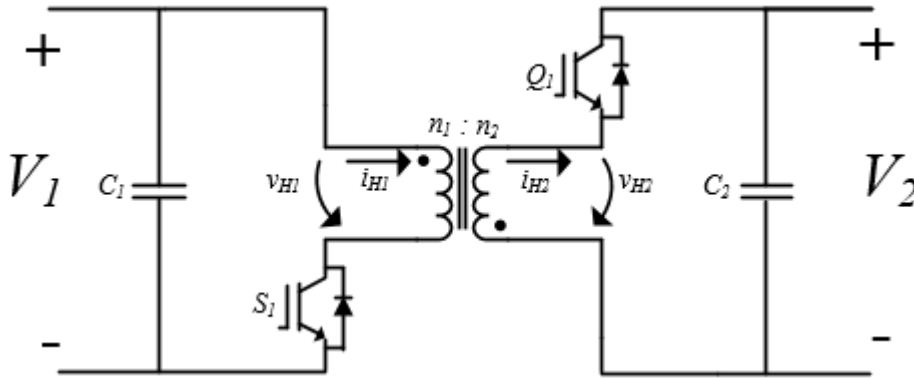


Figura 3.4 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia *flyback* (*dual flyback*).

O conversor *flyback* é um conversor elevador/abaixador, e por isso é regido pela expressão (3.1), onde D representa a percentagem de tempo em que o IGBT está a conduzir [87]. Este conversor foi estudado como forma de se ultrapassarem algumas das desvantagens do conversor *step-up-down*, como é o caso da falta de isolamento e o facto da tensão de saída ser apresentada com polaridade invertida. No entanto, essas vantagens acarretam um maior custo devido à utilização do transformador.

$$V_2 = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_1 D}{1 - D} \quad (3.1)$$

O conversor *dual flyback* é indicado para baixas potências e altas tensões, apresentando como vantagens [61–63], [65]:

- Utilização de poucos componentes, o que a torna uma topologia simples;
- Possibilidade de obtenção de várias saídas através de poucos elementos adicionais.

Já como desvantagens apresenta [61–63]:

- Cada interruptor fica sujeito a uma tensão elevada;
- Opera muitas vezes no modo descontínuo.

Por estes motivos esta topologia ainda é tida em consideração em aplicações de alguma importância, como é o caso da mobilidade elétrica [59], [64]. No entanto, com a evolução da tecnologia dos semicondutores controlados, o custo dos restantes conversores será menor e por consequência este conversor passará a ser menos utilizado. Contudo, continuam a ser feitos esforços de investigação e desenvolvimento desta topologia [66].

A técnica de controlo normalmente utilizada neste conversor é denominada por modulação por PWM (*Pulse Width Modulation*). Para que seja transferida energia num

determinado sentido apenas é comutado um dos IGBTs, o do lado da fonte de energia. A potência no conversor irá depender do valor de *duty-cycle* (D) imposto na comutação.

3.3.2. Conversor *Dual Ćuk*

Na Figura 3.5 apresenta-se o esquema elétrico de um conversor bidirecional isolado baseado na topologia *ćuk* (*dual Ćuk*). Este conversor utiliza um transformador, dois IGBTs com díodos em antiparalelo, quatro condensadores e duas bobinas auxiliares. Todos estes elementos são repartidos de igual forma pelos dois lados do transformador, fazendo que cada um deles seja o espelho do outro, permitindo assim a transferência de energia de igual modo em ambos os sentidos.

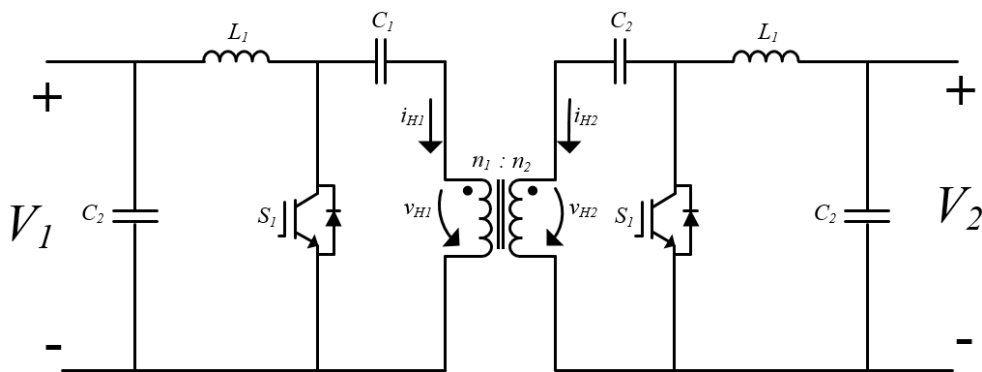


Figura 3.5 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia *ćuk* (*dual Ćuk*).

O conversor *dual Ćuk* é muito idêntico ao conversor *dual flyback*, apresentando como grande vantagem o facto de conseguir um maior nível de filtragem de ruído eletromagnético. No entanto, consegue-o à custa da utilização de mais componentes, em relação ao conversor *dual flyback*. À semelhança do conversor *flyback*, o conversor *ćuk* isolado é um conversor elevado/abaixador e também regido pela equação (3.1) [67].

O conversor *dual Ćuk* tem como principal foco de utilização os sistemas de telecomunicações de baixa potência, isto porque apresenta várias características necessárias a esse tipo de aplicações, sendo as principais [62]:

- Alta eficiência;
- Tensão de saída com baixo *ripple*;
- Baixa interferência eletromagnética;
- Custo reduzido em aplicações de baixa potência.

Para além da desvantagem comum a todas as topologias que utilizam apenas dois semicondutores, que é o facto de cada interruptor ficar sujeito a uma tensão elevada, o conversor *dual Ćuk* apresenta ainda a desvantagem de necessitar de utilizar duas bobinas e dois condensadores de capacidade elevada [62].

Podemos mais uma vez concluir que todos os conversores IBDCs que utilizam apenas dois semicondutores controlados apresentam vantagens em relação aos restantes quando utilizados em aplicações de baixa potência.

Este conversor, à semelhança do conversor *dual flyback*, é normalmente controlado pela técnica de controlo modulação por PWM [68]. Assim, o funcionamento deste conversor é muito idêntico ao conversor *dual flyback*, ou seja, cada um dos IGBTs apenas é comutado num dos sentidos da transferência de energia.

3.3.3. Conversor *Dual Half Bridge*

Na Figura 3.6 apresenta-se o esquema elétrico de um conversor bidirecional isolado baseado na topologia de meia ponte (*dual half bridge* – DHB). Este conversor é formado por dois conversores de meia ponte que se encontram unidos por um transformador de alta-frequência e por uma indutância auxiliar (L_{aux}). Cada uma das meias pontes é composta por dois IGBTs com díodos em antiparalelo e por dois condensadores. A indutância auxiliar tem por objetivo limitar a variação da corrente (di/dt), podendo ainda assim ser dispensada caso o transformador possua reactância de dispersão suficientemente elevada para garantir um valor de di/dt adequado. Apesar de não ser abordado nesta dissertação, existe ainda a possibilidade de utilizar conversores do tipo fonte de corrente em vez dos conversores fonte de tensão presentes na topologia apresentada [45], [76].

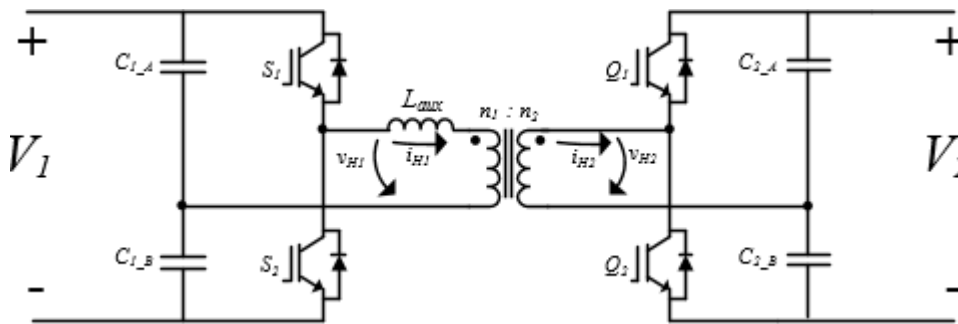


Figura 3.6 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de meia ponte (*dual half bridge*).

A topologia *dual half bridge* (DHB), a par da *dual active bridge* (DAB), é das topologias de IBDCs mais importantes, uma vez que sobre elas recai a preferência na grande parte das aplicações [51]. A topologia DHB é muito utilizada em médias potências pelo facto de conseguir um bom desempenho com a utilização de poucos semicondutores [75], apresentando ainda outras vantagens tais como [43], [45]:

- Permite a utilização de técnicas de controlo com baixo grau de complexidade;

- Consegue um baixo *ripple* de corrente, que é muito desejável quando se utilizam baterias ou supercondensadores;
- Possui propriedades de comutação suave dos semicondutores, sem a necessidade de utilização de dispositivos adicionais.

Por outro lado esta topologia apresenta as seguintes desvantagens [43], [45]:

- Os condensadores, principalmente os do lado de baixa tensão (LBT), são sujeitos a correntes com um *ripple* elevado;
- Existe um desequilíbrio na corrente dos dois semicondutores do LBT;
- Os semicondutores são sujeitos ao dobro da tensão do sistema armazenador.

Sendo assim, a topologia DHB apenas deve ser utilizada com armazenadores de baixas tensões, pois caso contrário obriga à utilização de IGBTs com uma tensão de bloqueio elevada, e as perdas no circuito aumentam. Exemplo disso são os veículos elétricos e híbridos, aplicações que são praticamente dominadas pela topologia DHB uma vez que neste tipo de aplicações as baterias possuem um baixo nível de tensão [51].

Ao contrário dos conversores *dual flyback* e *dual cuk*, esta topologia permite a utilização de várias técnicas de controlo, entre elas a já referida modulação por PWM. A técnica de controlo normalmente utilizada nesta topologia é a técnica *phase shift*. Existem diversas variantes desta técnica, no entanto a única aplicável ao conversor DHB é a *conventional single phase shift* (CSPS). Com a utilização desta topologia todos IGBTs do conversor são comutados seja qual for o sentido em que se esteja a transferir energia. Esta e outras técnicas são abordadas com maior profundidade mais à frente neste documento.

3.3.4. Conversor *Full half bridge*

Na Figura 3.7 apresenta-se o esquema elétrico de um conversor bidirecional isolado constituído por um conversor de ponte completa e por um de meia ponte, e por isso denominado por *full half bridge*. Este conversor pode ser visto como uma junção dos conversores *dual half bridge* (DHB) e *dual full bridge* (DAB) e surge com o objetivo de juntar algumas das vantagens apresentadas pelos dois conversores. Na Figura 3.7 considera-se $V_1 > V_2$, assim, a ponte H é utilizada no lado de alta tensão (LAT) e a meia ponte H do lado de baixa tensão (LBT). No LAT são utilizados quatro IGBTs com díodos em antiparalelo, e no LBT são utilizados dois IGBTs com díodos em antiparalelo e dois condensadores. O LAT e o LBT são unidos por uma indutância auxiliar e por um transformador de alta-frequência.

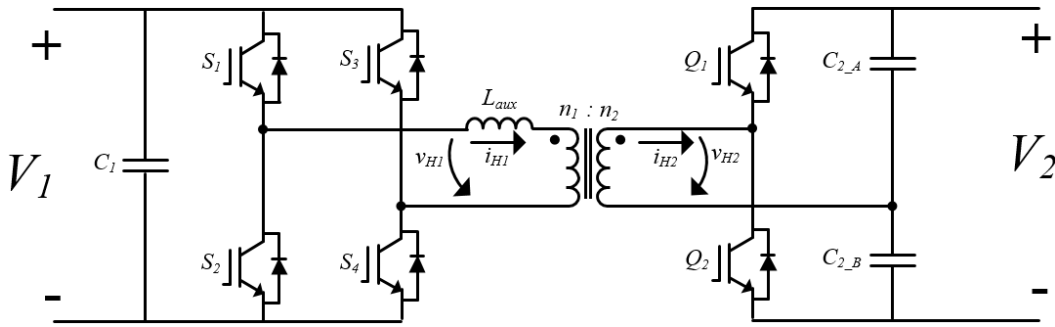


Figura 3.7 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de ponte H completa e na de meia ponte H (*full half bridge*).

Este conversor apresenta vantagens e desvantagens em comparação com os conversores DHB e DAB e pode por isso ser visto como uma solução intermédia. Em comparação com o conversor DHB, este conversor tem a vantagem de os IGBTs do LAT estarem sujeitos a uma tensão menor, em contrapartida necessita da utilização de mais semicondutores. Em comparação com o conversor DAB o raciocínio é inverso, ou seja, este conversor utiliza menos semicondutores, o que lhe confere um grau de complexidade mais baixo, mas por sua vez apresenta limitações no que diz respeito aos níveis de tensão que podem ser utilizados sem que a degradação da performance do conversor seja acentuada [78].

Apesar dos conversores DHB e DAB serem os IBDCs mais utilizados, o conversor *full half bridge* é bastante utilizado em aplicações de fontes de alimentação interruptas (*Uninterrupted Power Supplies* – UPS) [54], [79].

3.3.5. Conversor *Dual Active Bridge* (DAB)

Na Figura 3.8 apresenta-se o esquema elétrico de um conversor bidirecional isolado baseado na topologia de ponte completa (*dual active bridge* – DAB). Esta topologia é muito similar à topologia *dual half bridge* (DHB), sendo a principal diferença o número de semicondutores controlados utilizados. O conversor DAB é formado por duas pontes H completas (H_1 e H_2), em que cada uma delas é formada por quatro IGBTs com díodos em antiparalelo. Como todos os conversores IBDCs, também o conversor DAB assegura o isolamento elétrico através da utilização de um transformador de alta-frequência. Por fim, e como acontece na maioria das topologias já apresentadas, também esta topologia poderá necessitar da utilização de uma indutância auxiliar (L_{aux}) para limitar a variação da corrente (di/dt).

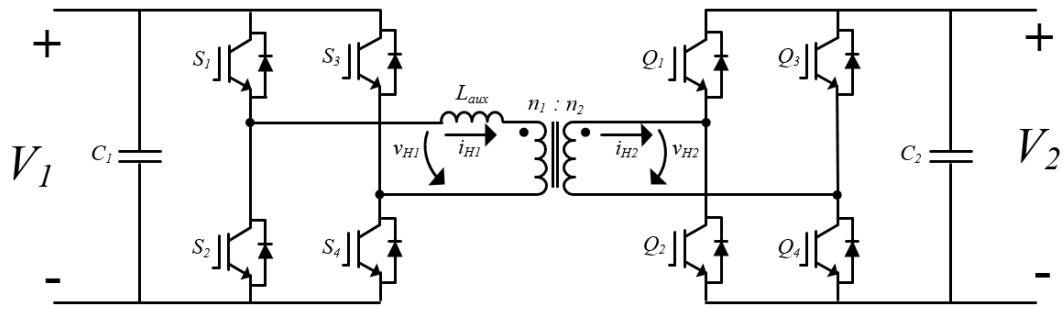


Figura 3.8 – Conversor CC-CC bidirecional isolado baseado na topologia de ponte completa (*dual active bridge*).

Como já foi referido, a topologia DAB e a DHB são as mais utilizadas na maioria das aplicações. No entanto, as aplicações alvo de cada conversor são distintas. A topologia DAB é mais vantajosa em aplicações que contam com valores de tensão e potência elevados [6], [81], [84–86]. Isto porque, em comparação com as outras topologias apresenta as seguintes vantagens [6], [83], [88]:

- Os componentes são sujeitos a valores menores de corrente e tensão;
- Apresenta um menor *ripple* de corrente no filtro de saída;
- O transformador poderá ter menores valores de tensão e corrente nominal;

Para além dessas vantagens, a par de outras topologias, possui propriedades de comutação suave dos semicondutores e alta capacidade de transferência de energia através da utilização de técnicas de controlo simples (p. ex. *phase shift*). Por outro lado, esta topologia apresenta como maiores desvantagens o custo dos seus componentes e o volume. Apesar de apresentar poucas desvantagens, estas são muito significativas em algumas aplicações. Exemplo disso são os veículos elétricos, onde na maioria dos casos é utilizada a topologia DHB por apresentar custos e volumes menores, quando comparada com a DAB [51], [75].

Dentro da topologia DAB, é possível a utilização de conversores do tipo fonte de tensão ou fonte de corrente. As topologias do tipo fonte de corrente diferenciam-se das restantes sobretudo pelo facto de utilizarem um circuito *snubber*, sendo este na maioria das vezes um conversor *flyback* [89], [90]. Por esse motivo, estas topologias apresentam como grande vantagem o facto de adicionarem ao circuito proteção contra sobrecorrentes e curto-circuitos. No entanto, as topologias do tipo fonte de tensão apresentam uma maior eficiência e um grau de complexidade inferior sendo por isso as mais adequadas na generalidade das aplicações, inclusive nos sistemas *Load-Shift*. Tal como nas topologias anteriores, apesar de existirem outras, a técnica de controlo mais aplicada é a *phase shift*. Como é apresentado mais à frente neste documento, o facto de esta topologia ser baseada em duas pontes completas, permite aplicar diversas variantes do controlo *phase shift*.

3.4. Estratégias de Controlo para Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados

Existem várias técnicas de controlo aplicáveis aos conversores bidirecionais isolados. Por isso, na escolha da técnica de controlo a utilizar deve-se estar ciente que, como na maioria das aplicações de eletrónica de potência, também nos conversores bidirecionais isolados o método de controlo utilizado tem influência direta na eficiência do conversor [91].

As técnicas de controlo mais utilizadas nos conversores IBDCs são a modulação por PWM e a modulação por *phase shift* [53, 91]. Estas técnicas têm como principais vantagens a simplicidade aliada a um bom desempenho. Já as outras técnicas existentes, como a modulação triangular (*Triangular Modulation* – TRM) e a modulação trapezoidal (*Trapezoidal Modulation* – TZM), permitem um aumento do desempenho do conversor mas levam a um aumento da complexidade do controlo não justificável na maioria das aplicações. Tendo em conta estes aspetos, nesta dissertação apenas serão abordadas as técnicas modulação por PWM e *phase shift*.

3.4.1. Modulação por PWM

A modulação por PWM é a técnica de controlo mais simples e fácil de implementar nos conversores bidirecionais isolados [92]. Esta técnica pode ser aplicada a todos os conversores IBDCs estudados, e tem como principal vantagem a facilidade de implementação [93]. Em contrapartida, apresenta um desempenho pouco dinâmico e uma gama de regulação limitada [93]. Com a evolução dos conversores IBDCs, também as técnicas de controlo tiveram de evoluir, levando a que fossem estudadas novas técnicas. Assim, apareceram novas técnicas de controlo que apresentam várias vantagens em relação à modulação por PWM, entre elas um desempenho mais dinâmico. Por esse motivo, a técnica modulação por PWM é pouco utilizada nos conversores IBDCs, sendo ainda assim muito utilizada nos conversores *dual flyback* e *dual cuk*.

A modulação por PWM quando aplicada a um conversor IBDC tem o mesmo princípio de funcionamento de quando é utilizada no controlo de um conversor não bidirecional. Quando se pretende transferir energia num determinado sentido apenas são comutados os IGBTs que estão do lado da fonte de energia, enquanto os IGBTs do lado da carga se comportam como meros díodos. Usando como exemplo o conversor DAB da Figura 3.8, utilizando a técnica de modulação por PWM, quando se pretende transferir energia da fonte V_1 para V_2 , são comutados os IGBTs da ponte H_1 (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) enquanto que os IGBTs da ponte H_2 (Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4) se mantêm em aberto, comportando-se por

isso como diodos. Para transferir energia no outro sentido, são comutados apenas os IGBTs da ponte H_2 . A quantidade de energia transferida é influenciada pelo valor de *duty-cycle* dos IGBTs em condução e pela relação de espiras do transformador (n_1/n_2).

Quando um conversor IBDC é controlado pela técnica de modulação por PWM, o seu comportamento na transferência de energia em cada um dos sentidos é regido pelas equações características do conversor IUDC em funcionamento [92].

3.4.2. Modulação por *Phase Shift*

A técnica *phase shift* é baseada na aplicação de um desfasamento de α entre as tensões de saída das duas pontes. Esta técnica é muito utilizada nos conversores IBDCs por ser simples e de fácil implementação [94–96]. Para além disso, apresenta ainda diversas vantagens como um desempenho dinâmico e o facto de facilmente permitir que seja conseguida a comutação suave dos semicondutores (*soft-switching*) [93]. Por outro lado, tem a desvantagem de quando não operar perto da relação nominal apresentar potência reativa elevada [97]. Para além disso, outra grande desvantagem desta técnica é o facto de quanto mais distante for a tensão V_1 da tensão nV_2 maior será a corrente a que os IGBTs estão sujeitos, levando consequentemente a uma menor eficiência do sistema [98]. Por esse motivo, é desejável que a relação entre as tensões das duas pontes (k), dada pela expressão (3.2), seja o mais próximo possível de 1, de forma a assegurar um melhor funcionamento ao conversor

$$k = \frac{V_1}{nV_2} \quad (3.2)$$

Um conversor IBDC quando controlado pela técnica *phase shift* pode ser equiparado a um circuito composto por duas fontes alternadas e por uma indutância, tal como apresentado na Figura 3.9 [82]. Nesta mesma figura v_{H1} representa a tensão alternada gerada pela ponte H_1 , nv_{H2} representa a tensão alternada gerada pela ponte H_2 refletida ao lado da ponte H_1 e a indutância L_{total} representa a soma da indutância auxiliar e da reactância de dispersão do transformador. É de realçar que as formas de onda das tensões v_{H1} e nv_{H2} não serão obrigatoriamente quadradas, pois como será visto mais à frente isso depende da variante da técnica *phase shift* implementada.

Com a técnica *phase shift*, todos os IGBTs do conversor são sujeitos a um *duty-cycle* de 50%. A direção do fluxo da energia e a potência podem ser controladas ajustando o desfasamento entre as tensões v_{H1} e nv_{H2} . Para se transferir energia da fonte V_1 para a V_2 , a tensão v_{H1} terá de estar adiantada em relação à tensão nv_{H2} com um valor

de desfasamento compreendido entre 0° e 90° . Caso se pretenda transferir energia no sentido da fonte V_2 para V_1 a tensão v_{H1} terá de estar atrasada em relação à tensão nv_{H2} . Assumindo que α representa o desfasamento de nv_{H2} em relação a v_{H1} , este terá de assumir valores entre 0° e 90° para se transferir energia da fonte V_1 para V_2 e valores entre -90° e 0° para que a transferência de energia se dê no sentido oposto.

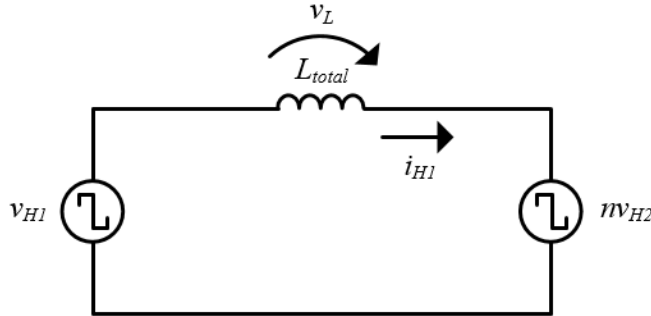


Figura 3.9 – Circuito equivalente de um conversor CC-CC bidirecional isolado quando controlado pela técnica *phase shift*.

Existem várias variantes da técnica *phase shift*. Essas variantes têm como principal diferenciação o número de desfasamentos criados entre os comandos dos IGBTs, podendo esse número variar entre um e três. A modulação *phase shift* baseada num só desfasamento tem duas vertentes: o método convencional (*Conventional Single Phase Shift* – CSPS) e o método alargado (*Extended Single Phase Shift* – ESPS) [2]. As modulações baseadas na criação de dois e três desfasamentos são denominadas por *dual phase shift* (DPS) e *triple phase shift* (TPS), respetivamente [99]. No entanto, deve-se ter a noção que nem todos os conversores IBDCs possibilitam a aplicação de todas essas técnicas. Por exemplo, um conversor DHB não pode ser controlado pelas técnicas DPS e TPS, uma vez que não possui IGBTs em número suficiente. Mais uma vez, cada uma das alternativas terá influência direta na eficiência do conversor e terá particularidades que poderão influenciar o seu funcionamento.

Nesta dissertação a técnica TPS não será abordada, uma vez que o seu grau de utilização é muito reduzido, quando comparado com as outras técnicas. A técnica TPS é muito complexa e por isso de momento é apenas utilizada como elemento de estudo [99].

De seguida serão abordadas em pormenor as técnicas *phase shift*. Para uma melhor compreensão, todas as explicações e exemplos dados terão como base o conversor DAB da Figura 3.8, uma vez que se trata do conversor IBDC mais utilizado. Nos exemplos ilustrados, de forma a simplificar a perceção dos conceitos explicados, será sempre assumido que a energia é transferida da fonte V_1 para a fonte V_2 .

3.4.2.1. *Conventional Single Phase Shift (CSPS)*

A técnica *phase shift* foi pensada para que as duas tensões alternadas, de saída das duas pontes, estejam desfasadas entre si num determinado ângulo α . Na sua versão original, esse desfasamento era criado apenas devido à aplicação de comandos de *gate* desfasados de uma ponte para a outra. Assim sendo, após o aparecimento de outras técnicas de controlo derivadas desta, esse método passou a ser conhecido nos dias de hoje por *conventional single phase shift* (CSPS).

Comparativamente com todas as técnicas *phase shift* a técnica CSPS é a mais utilizada por ser de todas a que apresenta um menor grau de complexidade [2], [100]. Esta técnica apenas é significativamente menos vantajosa, comparativamente com as outras, quando o valor da tensão V_1 for inferior à tensão nV_2 [98]. Isto porque, quando opera nestas condições esta técnica apresenta valores de potência reativa e de corrente do conversor elevados.

Na Figura 3.10 apresentam-se os sinais de *gate* impostos aos IGBTs de um conversor DAB para que este funcione com a técnica CSPS, bem como as tensões de saída das duas pontes, a corrente e a potência de saída da ponte H_1 . Neste controlo apenas é imposto um desfasamento, α , entre os sinais de *gate* dos IGBTs de uma ponte para a outra. Deve ter-se em atenção que os IGBTs do mesmo braço (p. ex. S_1 e S_2) têm obrigatoriamente de ter sinais de *gate* opostos, pois caso contrário acontecerá um curto-circuito. Uma vez aplicados sinais de *gate* desfasados de uma ponte para a outra, também as tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}) estarão desfasadas entre si. As tensões v_{H1} e v_{H2} têm apenas dois níveis que permanecem fixos durante metade do período de comutação. Como se pode verificar pela Figura 3.10 os dois níveis da tensão v_{H1} são V_1 e $-V_1$ volts, isto acontece pelo facto da ponte H_1 estar a ser alimentada por uma tensão de V_1 volts. O mesmo raciocínio é válido para a tensão de saída da ponte H_2 .

No conversor DAB, utilizando-se a técnica CSPS, a potência ativa transferida bem como o seu sentido podem ser regulados pela alteração do valor do ângulo de desfasamento α . Contudo, a potência ativa transferida pelo conversor não é proporcional ao desfasamento α , dependendo por isso de outros parâmetros do circuito.

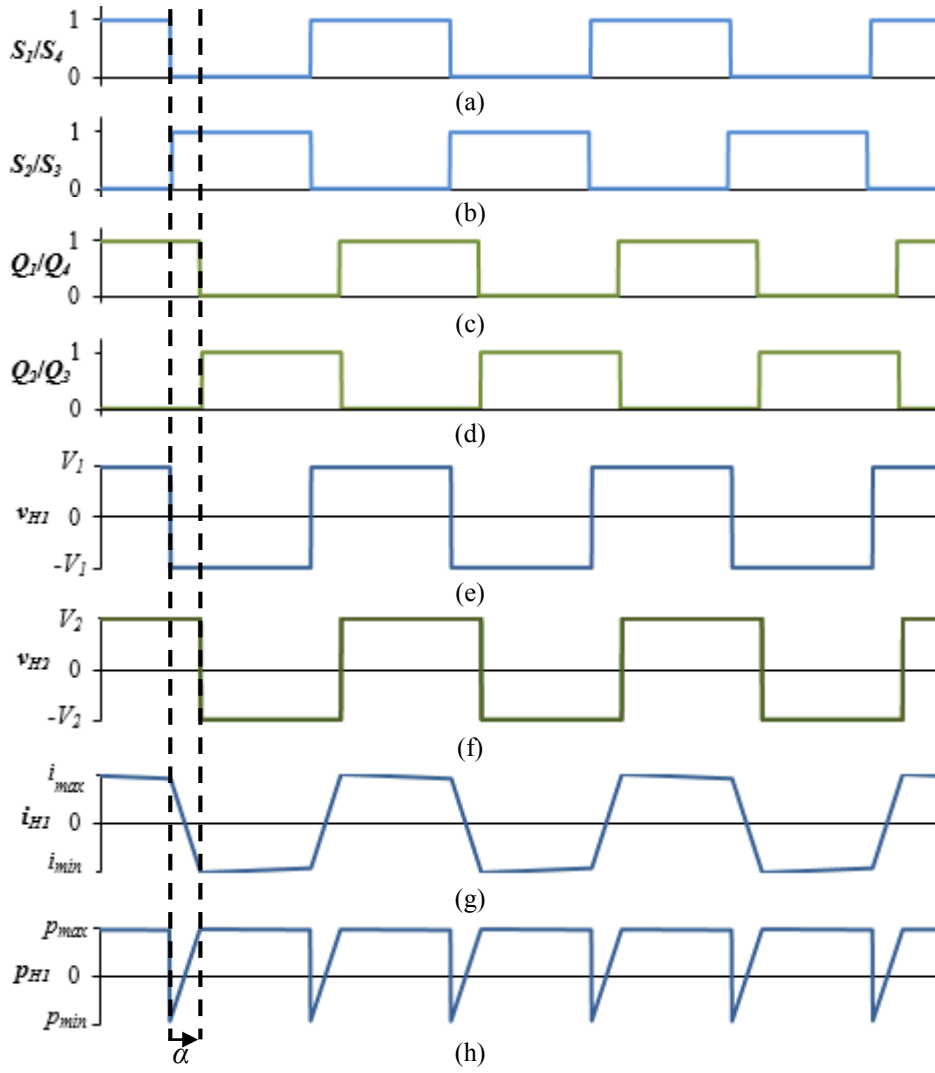


Figura 3.10 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo *conventional single phase shift* a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal de gate de S_1 e S_4 ; (b) Sinal de gate de S_2 e S_3 ; (c) Sinal de gate de Q_1 e Q_4 ; (d) Sinal de gate de Q_2 e Q_3 ; (e) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (f) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2}); (g) Corrente de saída da ponte H_1 (i_{H1}); (h) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Na equação (3.3) apresenta-se a equação que permite determinar a potência ativa transferida da fonte V_1 para V_2 (P_{transf}), quando o conversor é controlado pela técnica CSPPS. A potência ativa transferida pelo conversor depende, para além do ângulo de desfasamento α , das tensões do barramento CC de cada uma das pontes H (V_1 e V_2), da relação de transformação do transformador (n), da frequência de comutação dos IGBTs (f_c) e do valor da indutância total do circuito (L_{total}). A relação de transformação do transformador utilizado no conversor é dada pela equação (3.4), onde n_1 e n_2 representam o número de espiras de cada um dos enrolamentos do transformador situados respetivamente do lado das pontes H_1 e H_2 . A variável L_{total} representa a soma do valor da indutância auxiliar (L_{aux}) com o da reactância de dispersão do transformador (L_{transf}), como se pode ver pela equação (3.5).

$$P_{trans} = \frac{V_1 n V_2}{360^\circ f_c L_{total}} \left(\alpha - \frac{\alpha^2}{180^\circ} \right) \quad (3.3)$$

$$n = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.4)$$

$$L_{total} = L_{aux} + L_{transf} \quad (3.5)$$

Na Figura 3.11 apresenta-se um gráfico da potência ativa transferida da fonte V_1 para a fonte V_2 do conversor DAB quando controlado pela técnica CSPS em função do desfasamento α . É de realçar que neste gráfico é tido em consideração que, excetuando o ângulo de desfasamento α , todos os parâmetros que influenciam a potência ativa transferida pelo conversor são mantidos constantes e capazes de permitir uma potência máxima transferível pelo conversor de 4 kW.

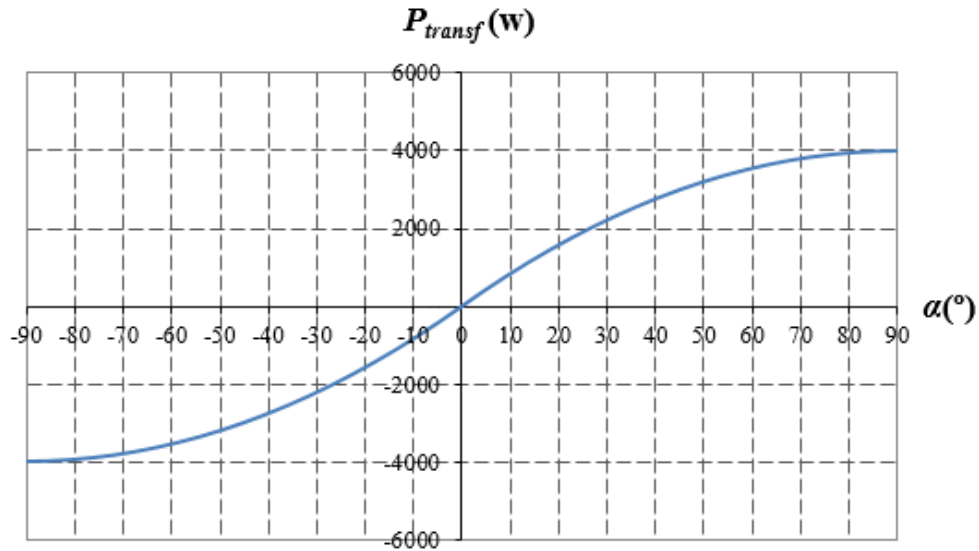


Figura 3.11 – Potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por *conventional single phase shift* em função do ângulo de desfasamento α .

O desfasamento imposto entre as tensões de saída das duas pontes H pode variar entre -90 e 90 graus. Pela observação da Figura 3.11, pode verificar-se que ao ser aplicado um desfasamento negativo a potência, P_{trans} , assume valores negativos. Significa isso que nesse caso a energia é transferida da fonte V_2 para V_1 . As informações deste gráfico são também válidas para o conversor DHB, porém, nesse caso os parâmetros do conversor serão diferentes dos assumidos no exemplo apresentado.

Da observação do gráfico, conclui-se que a transferência da máxima potência é conseguida com $\alpha = 90^\circ$, ou no caso da transferência se dar no outro sentido é conseguida com $\alpha = -90^\circ$, que são os valores limite para o ângulo de desfasamento. Contudo, quanto maior for o valor de α maior será a potência reativa do conversor [101]. É por isso

aconselhável que o conversor opere com valores de α baixos, coincidentes com a zona mais linear da sua curva de potência ativa transferida [54]. Assim, o ângulo de desfasamento deve ser mantido entre os -30° e os 30° . Este procedimento irá refletir-se numa melhor eficiência do conversor visto que a potência reativa diminui consideravelmente.

Através da análise da equação (3.3) conclui-se que, para um determinado valor de V_1 e V_2 , quanto menor for o valor de L_{total} menor será o ângulo de desfasamento necessário para que a potência desejável seja transferida. No entanto deve ter-se em atenção que quanto menor for o valor da indutância L_{total} maior será o valor di/dt da corrente. Assim, e tendo em conta a gama de operação aconselhável, a indutância L_{total} deve ser capaz de assegurar um ângulo de desfasamento próximo dos -30° ou 30° , dependendo do sentido da transferência de energia.

Como já foi referido anteriormente, o conversor DAB permite a operação com gamas de potências mais elevadas que os outros conversores IBDCs apresentados. Esta afirmação é confirmada pela equação (3.6), que apresenta a dependência da potência ativa transferida num conversor DHB quando controlado pela técnica CSPS. Como se pode verificar, mantendo-se os valores de todos os parâmetros envolvidos, nesse conversor a energia transferida será metade da transferida no conversor DAB.

$$P_{trans} = \frac{1}{2} \frac{V_1 n V_2}{360^\circ f_c L_{total}} \left(\alpha - \frac{\alpha^2}{180^\circ} \right) \quad (3.6)$$

3.4.2.2. *Extended Single Phase Shift (ESPS)*

Como foi referido anteriormente, a técnica CSPS apresenta grandes inconvenientes quando opera com valores de V_1 e nV_2 distantes um do outro. Nesse contexto, foram estudadas técnicas alternativas com o objetivo de minimizar esses inconvenientes, surgindo a técnica *extended single phase shift* (ESPS). Esta técnica distingue-se da CSPS pelo facto do ângulo de desfasamento α não ser só aplicado entre os sinais de *gate* dos IGBTs de uma ponte H para a outra, mas também nos sinais de *gate* de um braço para o outro numa das pontes H. Por esse motivo esta técnica apenas é aplicável a conversores com pelo menos seis IGBTs.

Comparativamente com a técnica CSPS, a técnica ESPS consegue aumentar a eficiência do conversor IBDC sem que para isso a complexidade da aplicação da técnica seja alterada [2]. Isto acontece devido ao facto de apesar de serem aplicados desfasamentos em dois momentos distintos, esses ângulos de desfasamentos são de igual

valor. O conversor consegue atingir uma melhor eficiência com a técnica ESPS devido à diminuição da potência reativa [93]. Por outro lado, a aplicação desta técnica obriga a que os IGBTs estejam sujeitos a correntes mais elevadas, sendo este facto mais notório quanto maior for a diferença entre os valores das tensões V_1 e nV_2 . Este fator é o principal responsável pela pouca relevância que a técnica ESPS tem nos conversores IBDCs.

Na Figura 3.12 apresentam-se os sinais de *gate* impostos aos IGBTs de um conversor DAB para que este funcione com a técnica ESPS, bem como as tensões de saída das duas pontes, a corrente e a potência de saída da ponte H_1 . A tensão de saída da ponte H_1 apresenta três níveis distintos de tensão, V_1 , $-V_1$ e 0 volts. O novo nível de tensão surge devido à inclusão do desfasamento entre os braços de cada ponte H, e tem uma duração igual ao desfasamento aplicado entre pontes. Durante este instante a potência reativa consumida é nula, e por isso a potência reativa total do circuito diminui [60]. Deve ter-se em atenção que no exemplo apresentado a transferência de energia é feita da fonte V_1 para a fonte V_2 , pois caso contrário seriam os IGBTs da ponte H_2 com os sinais de *gate* desfasados de um braço para o outro. Como acontece no controlo CSPS, também no controlo ESPS o sentido da transferência de energia é definido pelo ângulo de desfasamento α .

À semelhança do que acontece na técnica CSPS, também na técnica ESPS a potência ativa transferida pelo conversor não é proporcional ao desfasamento α . Na equação (3.7) apresenta-se a equação que permite estimar a potência ativa transferida, P_{transf} , da fonte V_1 para V_2 quando o conversor é controlado pela técnica ESPS. Pela comparação da equação (3.3) e da equação (3.7) conclui-se que para transferir a mesma potência ativa, quando controlado pela técnica ESPS o conversor necessita de apenas metade do valor de indutância.

Uma vez que se conclui que a evolução da transferência de energia será a mesma com as técnicas CSPS e ESPS, desde que quando controlado por ESPS o circuito possua metade da indutância, pode-se afirmar que o gráfico da potência ativa transferida em função do ângulo de desfasamento α é o mesmo da técnica CSPS, apresentado na Figura 3.11. Todas as afirmações feitas em relação a este gráfico são também válidas para a técnica ESPS.

Pelos mesmos motivos apresentados para a técnica CSPS, também nesta técnica deve-se garantir que o desfasamento α apenas assumia valores no intervalo -30° a 30° , conforme o sentido da transferência de energia.

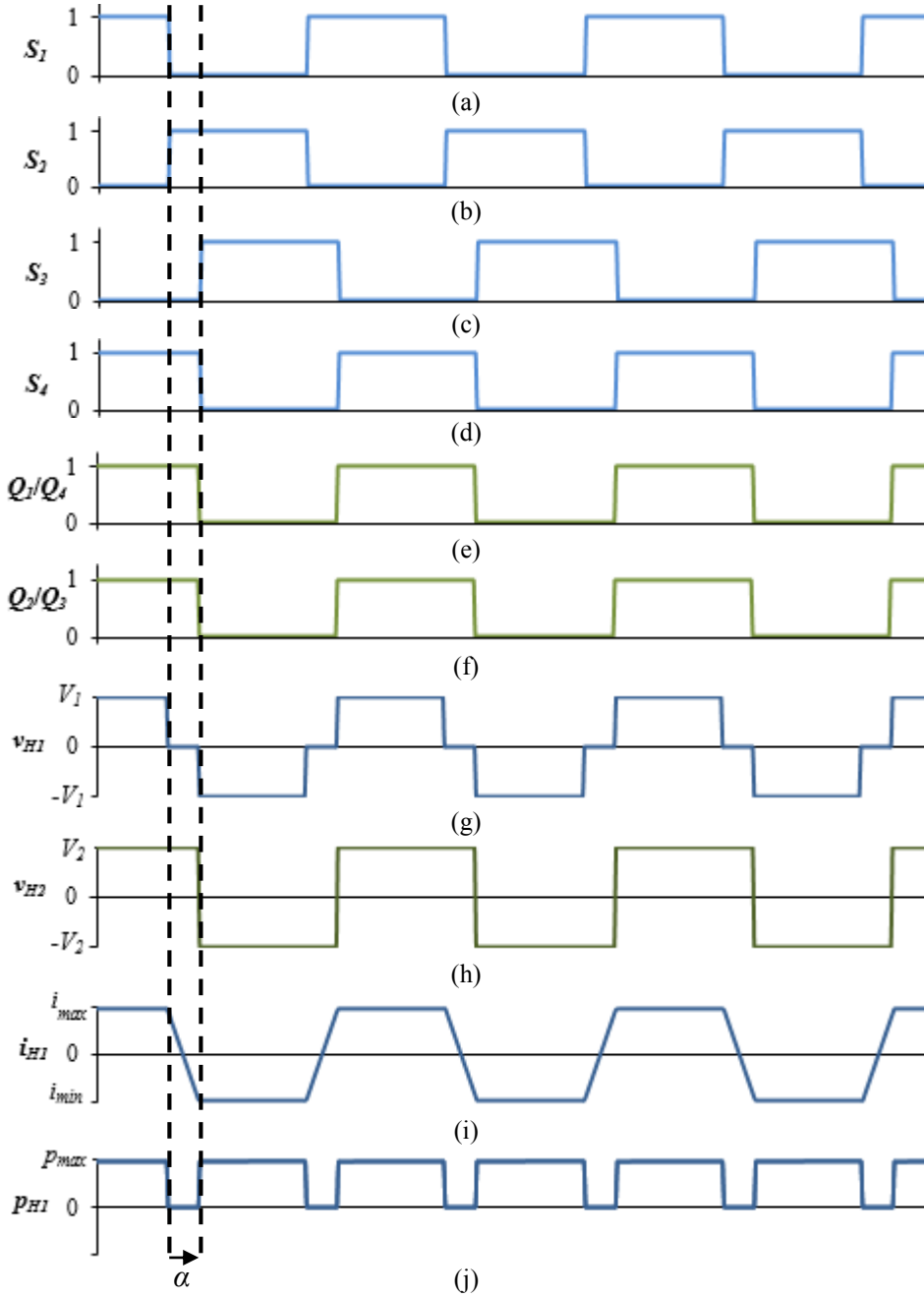


Figura 3.12 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo *extended single phase shift* a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de Q_1 e Q_4 ; (f) Sinal de gate de Q_2 e Q_3 ; (g) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (h) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2}); (i) Corrente de saída da ponte H_1 (i_{H1}); (j) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

$$P_{trans} = \frac{1}{2} \frac{V_1 n V_2}{360^\circ f_c L_{total}} \left(\alpha - \frac{\alpha^2}{180^\circ} \right) \quad (3.7)$$

3.4.2.3. Dual Phase Shift (DPS)

A técnica *dual phase shift* (DPS) surge no seguimento da evolução da técnica ESPS. Esta técnica utiliza o mesmo princípio da técnica ESPS, ou seja, a aplicação de um desfasamento entre os braços de cada ponte H. A diferença entre as duas técnicas reside

no facto de neste caso o desfasamento aplicado entre os braços de cada ponte H ser diferente do aplicado entre as pontes H. Para além disso, na técnica DPS o desfasamento aplicado entre os braços de cada ponte é aplicado em ambas as pontes H seja qual for o sentido da transferência de energia. Assim sendo, esta técnica apenas é aplicável a conversores com pelo menos oito IGBTs.

Tendo em conta a existência de dois ângulos de desfasamento distintos a sua diferenciação torna-se obrigatória. No entanto, na literatura da área a nomenclatura adotada não é unânime [96], [102]. Desse modo, e uma vez que são abordadas várias técnicas *phase shift* será adotada a nomenclatura que melhor se adapta ao seguimento da explicação das técnicas apresentadas. Nesse sentido, o desfasamento entre as duas pontes H será referido como α_1 e o desfasamento entre os braços de cada uma das pontes como α_2 .

O controlo DPS apresenta várias vantagens em relação às técnicas já abordadas, entre elas [60, 103]: diminuição da potência reativa consumida pelo conversor, redução da corrente dos IGBTs, maior flexibilidade de regulação e diminuição da corrente inicial no momento em que o sistema é ligado (corrente de *in-rush*).

A equação (3.8) permite estimar o *ripple* da tensão de saída de um conversor IBDC (Δv), onde C representa o valor do condensador de saída, V_{med} o valor médio da tensão de saída e Q o valor da potência reativa do circuito. Assim, e uma vez que o circuito irá operar com menor potência reativa quando controlado com a técnica DPS, o *ripple* da tensão também será menor.

$$\Delta v = \frac{Q}{V_{med} C} \quad (3.8)$$

Na Figura 3.13 apresentam-se os sinais de *gate* impostos aos IGBTs de um conversor DAB para que este funcione com a técnica DPS, bem como as tensões de saída das duas pontes, a corrente e a potência de saída da ponte H_1 . Pela observação da mesma figura constata-se que ambas as tensões de saída das duas pontes H apresentam três níveis distintos de tensão. Como já acontecia na técnica ESPS, durante o instante de tempo em que as tensões de saída das duas pontes H estão no nível de 0 volts a potência reativa consumida é nula, o que reduz significativamente a potência reativa total consumida pelo conversor.

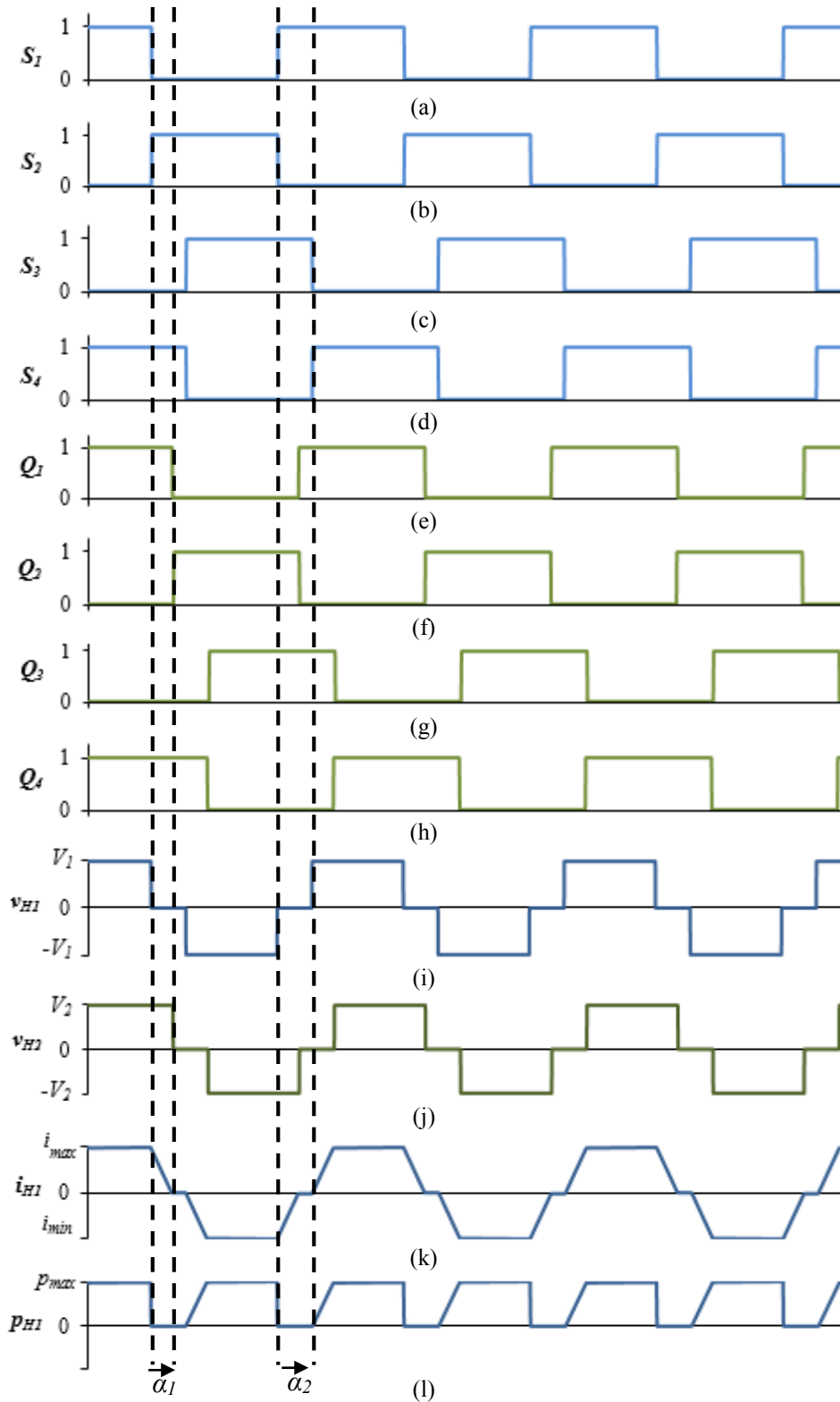


Figura 3.13 – Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo *dual phase shift* a transferir energia da fonte V_1 para V_2 : (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de Q_1 ; (f) Sinal de gate de Q_2 ; (g) Sinal de gate de Q_3 ; (h) Sinal de gate de Q_4 ; (i) Tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}); (j) Tensão de saída da ponte H_2 (v_{H2}); (k) Corrente de saída da ponte H_1 (i_{H2}); (l) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H2}).

As vantagens referidas da técnica DPS em relação à técnica CSPS apenas se confirmam para valores de nV_2 inferiores aos de V_1 . Isto porque, quando nV_2 assume um valor igual ou superior ao valores de V_1 , apesar desta técnica permitir uma redução da

potência reativa em relação à técnica CSPA, a corrente a que os IGBTs são sujeitos é significativamente maior, deixando por isso de compensar. Assim, em sistemas que as tensões V_1 e/ou V_2 variem e por isso a tensão nV_2 não seja sempre inferior à tensão V_1 , as vantagens da utilização da técnica DPS podem ser postas em causa. No entanto, nestes casos é possível utilizar a técnica DPS apenas nos momentos mais vantajosos, utilizando-se para isso a técnica *optimal dual phase shift* (ODPS), que é uma das vertentes da técnica DPS. Como se verá mais à frente, nesta vertente o valor do desfasamento α_2 é constantemente calculado e por isso, sempre que se verifique mais benéfico assumirá o valor de 0° fazendo assim com que a técnica DPS se equipare à CSPA. Em contrapartida, a técnica ODPS apresenta um grau de complexidade muito superior ao das técnicas CSPA e EPS [2].

A equação (3.9) permite estimar a potência ativa transferida, P_{transf} , da fonte V_1 para V_2 , quando o conversor é controlado pela técnica DPS, mas apenas quando $\alpha_1 \geq \alpha_2$.

$$P_{trans} = \frac{V_1 n V_2}{360^\circ f_c L_{total}} \left(\left(\alpha_1 - \frac{\alpha_1^2}{180^\circ} \right) - \frac{\alpha_2^2}{90} \right) \quad (3.9)$$

Quando $\alpha_1 \leq \alpha_2$, a potência ativa transferida, P_{transf} , da fonte V_1 para V_2 , quando o conversor é controlado pela técnica DPS, pode ser estimada pela equação (3.10).

$$P_{trans} = \frac{V_1 n V_2}{360^\circ f_c L_{total}} \alpha_1 \left(1 - \frac{\alpha_2}{180^\circ} - \frac{\alpha_1}{360^\circ} \right) \quad (3.10)$$

Como acontece em todas as técnicas *phase shift*, o ângulo de desfasamento imposto entre os IGBTs das duas pontes H, α_1 , pode variar entre -90° e 90° . No entanto, o ângulo de desfasamento imposto entre os IGBTs de cada braço das pontes H, α_2 , pode variar entre 0° e 180° . Apesar dessas gamas de valores, os dois desfasamentos têm obrigatoriamente de obedecer à expressão (3.11). Ou seja, o somatório dos dois ângulos de desfasamento impostos ao conversor tem de ser sempre igual ou inferior a 180° .

$$\alpha_1 + \alpha_2 \leq 180^\circ \quad (3.11)$$

Na Figura 3.14 apresenta-se um gráfico da potência ativa transferida da fonte V_1 para a fonte V_2 do conversor DAB, quando controlado por DPS, em função do desfasamento α_1 . À semelhança dos gráficos apresentados para as técnicas anteriores, considera-se que todos os parâmetros que influenciam a potência no conversor são capazes de permitir uma potência máxima de 4 kW.

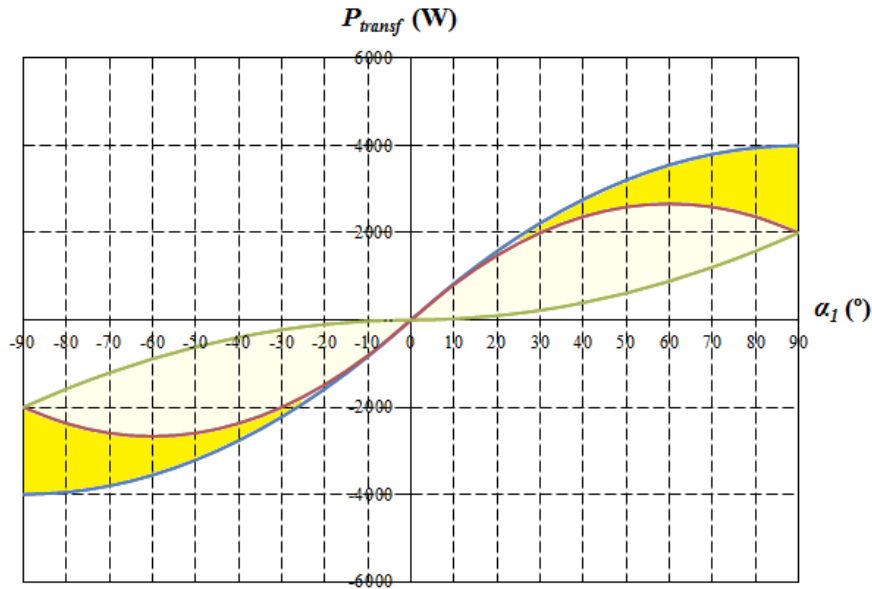


Figura 3.14 – Potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por *dual phase shift* em função do ângulo de defasamento imposto entre as tensões de saída das duas pontes (α_1).

Ainda pela observação da Figura 3.14, verifica-se que existem dois momentos distintos da potência no conversor. O indicado a cor mais clara representa os casos em que $\alpha_1 \geq \alpha_2$, e o momento indicado a cor mais escura representa os casos em que $\alpha_1 \leq \alpha_2$. Quando o valor do defasamento α_2 é nulo a potência no conversor será a representada pela linha azul do gráfico. Como se pode verificar pela comparação da Figura 3.14 e da Figura 3.11, nessas condições a potência no conversor é exatamente igual tanto com a técnica DPS como com a técnica CSPS.

Para uma melhor observação da influência do defasamento α_2 , na Figura 3.15 apresenta-se uma representação tridimensional da potência no conversor em função dos dois ângulos de defasamento impostos pelo controle DPS (α_1 e α_2).

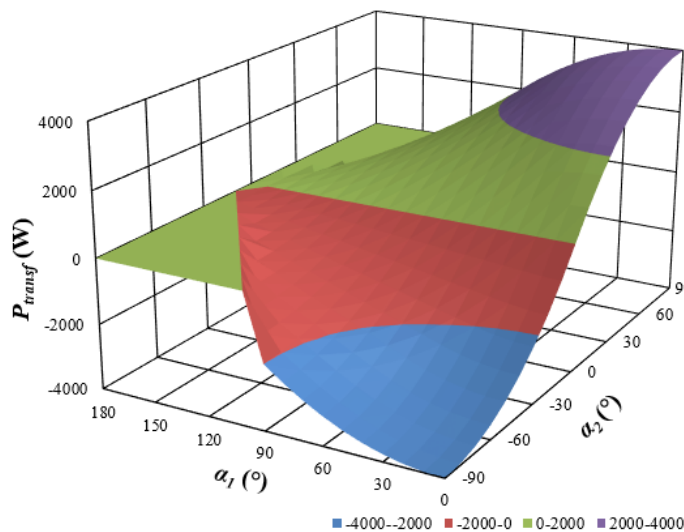


Figura 3.15 – Gráfico da potência ativa transferida entre as fontes V_1 e V_2 do conversor DAB quando controlado por *dual phase shift* em função dos dois ângulos de defasamento impostos (α_1 e α_2).

Como em todas as técnicas *phase shift*, também na técnica DPS a potência ativa transferida será maior quanto maior for o valor de α_1 . Ainda assim, e pelos motivos já apresentados nas outras técnicas, é benéfico para o bom funcionamento do conversor que o valor α_1 se situe no intervalo -30° a 30° , dependendo do sentido da transferência de energia.

Para pôr em prática a técnica DPS seriam necessários dois controladores PI (proporcional integral), cada um para o cálculo de um dos desfasamentos. No entanto, trata-se de uma metodologia bastante complexa devido à dificuldade de sintonizar dois controladores PI e por isso muito pouco utilizada [92, 93]. Assim sendo, para se implementar a técnica DPS é normalmente utilizada uma de duas variantes, denominadas por *quasi dual phase shift* (QDPS) e a *optimal dual phase shift* (ODPS).

Quasi Dual Phase Shift (QDPS)

Na Figura 3.16 apresenta-se o esquema de implementação da técnica QDPS. Nesta técnica o valor do desfasamento α_2 é fixado num valor constante durante todo o funcionamento do conversor enquanto que α_1 é constantemente determinado pelo controlador PI. Segundo alguns autores, existe ainda a possibilidade de se fixar o valor do desfasamento α_1 e controlar o valor de α_2 [94]. Contudo, essa opção não é muito utilizada.

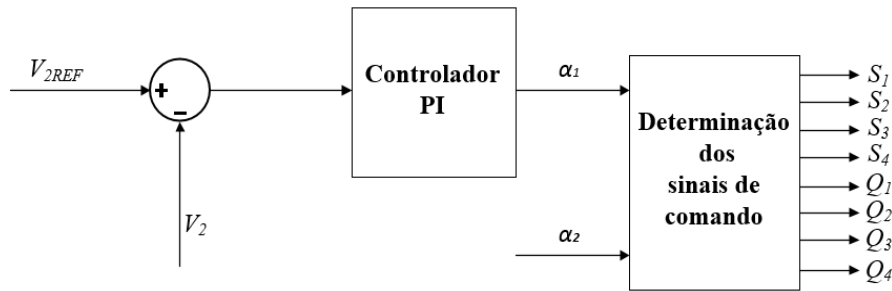


Figura 3.16 – Esquema de implementação do controle QDPS, num conversor *dual active bridge*.

Em comparação com a técnica ODPS, a técnica QDPS é mais simples de implementar e necessita de menos cálculos, o que proporciona uma maior rapidez de resposta por parte do microcontrolador. Por outro lado este controle apresenta algumas limitações na redução da corrente e no aumento de eficiência atingidos [96]. Para além disso, esta técnica tem como grande desvantagem o aumento da corrente do circuito quando opera com valores de nV_2 maiores ou iguais a V_1 . Nestas condições de operação, esta desvantagem terá maior impacto quanto maior for o valor constante assumido por α_2 .

Optimal Dual Phase Shift (ODPS)

Na Figura 3.17 apresenta-se o esquema de implementação da técnica *optimal dual phase shift* (ODPS). Ao contrário do que acontece na técnica QDPS, nesta técnica ambos os valores dos ângulos de defasamento sofrem alterações ao longo do funcionamento do conversor. O valor do ângulo α_2 é permanentemente calculado com base num algoritmo, enquanto o valor de α_1 é constantemente determinado pelo controlador PI. O algoritmo utilizado para determinar α_2 pode basear-se em duas estratégias distintas: aumentar a eficiência [98] ou diminuir a corrente nos IGBTs [104], [105].

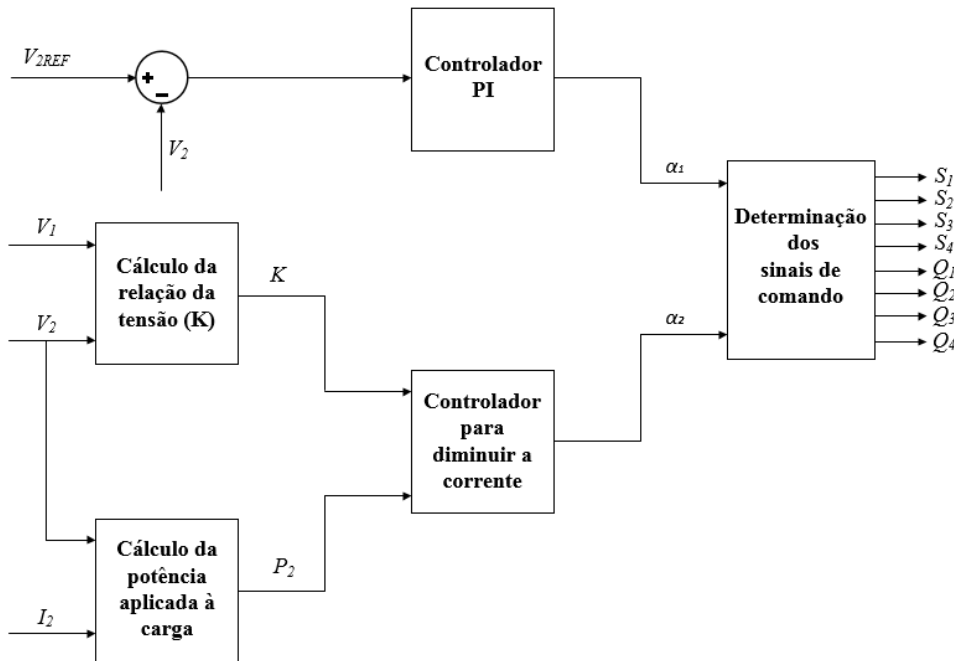


Figura 3.17 – Esquema de implementação do controle ODPS com o objetivo de reduzir a corrente do circuito, num conversor *dual active bridge*.

A técnica ODPS consegue anular a principal desvantagem apresentada pela técnica QDPS. Ou seja, nos casos em que o valor de nV_2 for maior ou igual a V_1 , o valor do defasamento α_2 será nulo, levando a que a técnica DPS se equipare à técnica CSPA. Esta técnica possibilita por isso atingir um rendimento igual ou superior a todas as técnicas apresentadas, para todos os valores de V_1 e nV_2 . Em contrapartida, esta técnica tem a grande desvantagem de necessitar de vários cálculos. Estes cálculos podem ser problemáticos no arranque do conversor, devido ao elevado tempo de resposta que o microcontrolador terá. Com o objetivo de retirar o melhor rendimento do conversor é possível, e recomendado, utilizar a técnica CSPA ou QDPS no arranque do conversor passando-se para a técnica ODPS apenas quando o comportamento do conversor for mais estável [96], [102].

3.5. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as duas alternativas possíveis para a implementação de um sistema *Load-Shift*. A alternativa que utiliza um conversor IBDC é a mais utilizada na maioria das aplicações por ser mais compacta e flexível.

No que diz respeito às topologias de conversores IBDCs, a *dual half bridge* (DHB) e *dual active bridge* (DAB) são as mais utilizadas. A topologia DHB domina a maioria das aplicações de IBDCs em médias potências, como é o caso dos veículos elétricos. Por outro lado, a utilização da topologia *dual active bridge* (DAB) é apenas justificada em aplicações com valores de tensão e potência elevados, como é o caso dos sistemas *Load-Shift*.

Já em relação às técnicas de controlo aplicáveis aos conversores CC-CC bidirecionais isolados, não existe nenhuma opção que reúna a maioria das vantagens, sendo por isso discutível a melhor opção. No entanto, como forma de retirar o melhor rendimento possível do conversor, é possível utilizar duas técnicas de controlo em paralelo de forma a que sejam aproveitadas as vantagens de cada uma. Conclui-se então que para controlar o conversor *dual active bridge* (DAB), a opção mais vantajosa é a utilização da técnica *conventional single phase shift* (CSPS) ou a *quasi dual phase shift* (QDPS), no momento do arranque do conversor, e posteriormente, quando o comportamento do conversor estabilizar, utilizar a técnica *optimal dual phase shift* (ODPS).

CAPÍTULO 4

Simulações do Sistema *Load-Shift*

4.1. Introdução

Em eletrónica de potência existem inúmeras soluções para o mesmo problema. Neste contexto as ferramentas de simulação são essenciais para ajudar a estudar as várias possibilidades de forma simples e rápida. Sem estas ferramentas seria muito difícil, senão impossível, estudar um número elevado de topologias e estratégias de controlo. Para além disso, as simulações permitem consolidar os conhecimentos sobre a resposta que o sistema deve dar numa qualquer situação específica. Este simples facto pode significar a poupança de muito tempo e recursos na resolução de anomalias detetadas nos testes a sistemas reais. Nesta dissertação a ferramenta de simulação utilizada foi o *PSIM* (versão 9.1), por se tratar de uma ferramenta adequada e muito utilizada para aplicações de eletrónica de potência.

Neste capítulo são apresentadas e descritas as simulações finais efetuadas ao conversor *dual active bridge*. Inicialmente é apresentado o modelo de simulação geral do andar de potência. De seguida são apresentadas as formas de onda do conversor DAB quando controlado pelas quatro técnicas *phase shift* abordadas anteriormente. Em cada uma das técnicas são abordados as três situações possíveis, no que diz respeito à relação entre a tensão V_1 e nV_2 . As conclusões sobre as técnicas abordadas são apresentadas na forma de uma tabela com os principais dados das simulações realizadas.

Este capítulo conta ainda com a apresentação de simulações do sistema *Load-Shift* completo. Para que tal fosse possível, essas simulações foram feitas em cooperação entre os dois trabalhos que constituem o sistema *Load-Shift*.

4.2. Andar de Potência

Um sistema *Load-Shift* é constituído por um conversor CA-CC trifásico bidirecional, por um conversor CC-CC bidirecional isolado e um por banco de baterias. Na Figura 4.1 apresenta-se o modelo da simulação em *PSIM* do sistema *Load-Shift* desenvolvido em conjunto com o outro trabalho. Nesta dissertação apenas são abordados

em pormenor resultados de simulação do conversor CC-CC, utilizando-se para isso apenas o modelo de simulação apresentado na Figura 4.1 (b). Ainda assim, são também abordados resultados de simulação gerais do funcionamento de todo o sistema *Load-Shift*, utilizando-se para isso também o modelo do conversor CA-CC, apresentado na Figura 4.1 (a). É importante realçar que o modelo apresentado do conversor CC-CC não contém o valor da indutância auxiliar (L_{aux}) visto que, o seu valor ideal varia consoante a técnica de comutação aplicada.

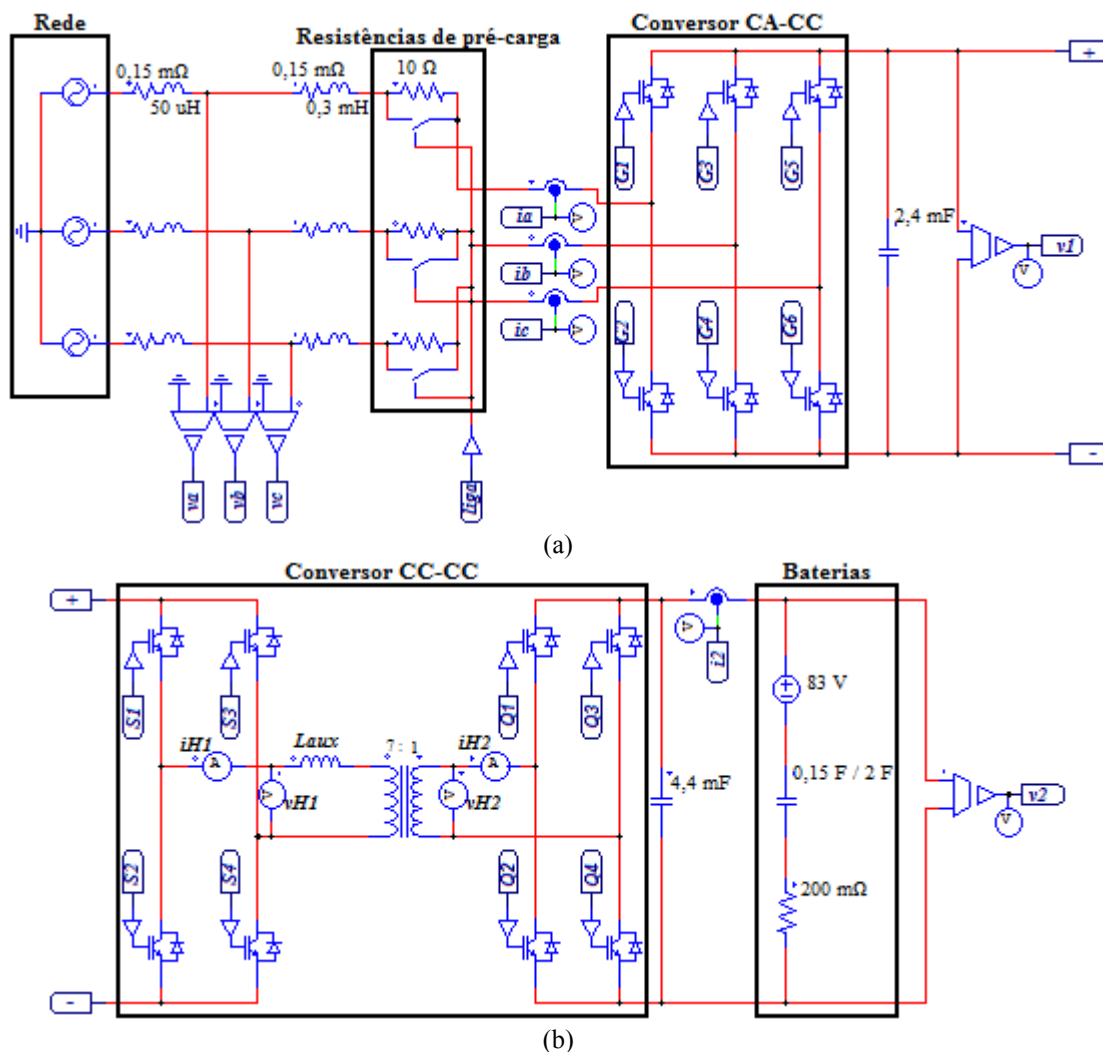


Figura 4.1 – Modelo da simulação do sistema *Load-Shift*:
 (a) Conversor CA-CC trifásico bidirecional e sistema de pré-carga;
 (b) Conversor CC-CC bidirecional isolado e modelo das baterias utilizadas.

Por motivos organizacionais deste documento, a escolha das baterias para o sistema *Load-Shift* é apresentada e justificada no Capítulo 5. No entanto, o modelo de simulação desenvolvido já utiliza as características das baterias selecionadas, de forma a possibilitar uma maior aproximação à realidade.

Na Tabela 4.1 apresentam-se as características nominais do conversor CC-CC bidirecional isolado DAB desenvolvido, tendo em conta o banco de baterias escolhido.

Tabela 4.1 – Características nominais do sistema *Load-Shift* a ser desenvolvido.

Tensão eficaz de linha	230 V
Tensão nominal do barramento CC (V_1)	800 V
Tensão das baterias (V_2):	
Tensão nominal	102,4 V
Tensão mínima	83,6 V
Tensão máxima	116,8 V
Corrente de carga/descarga das baterias (I_2)	30 A
Potência ativa nominal (P_t)	3 kW
Frequência de comutação (f_c)	20 kHz

De forma a que o modelo das baterias apresentado se aproxime o mais possível da realidade, a sua capacidade elétrica (C) foi determinada pela equação (4.1), onde Q representa a carga elétrica e Δv a variação de potencial das baterias. Por motivos de comodidade e facilidade na simulação dos dois conversores, na simulação do sistema *Load-Shift* completo foi utilizado um valor de capacidade elétrica (2 F) diferente da utilizada nas simulações do conversor CC-CC (0,15 F). Ainda assim, nenhum desses valores corresponde ao valor real da capacidade elétrica das baterias, isto porque de outra forma não seria possível visualizar em ambiente de simulação as operações de carga e descarga das baterias.

$$C = \frac{Q}{\Delta v} \quad (4.1)$$

4.3. Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional Isolado

Num sistema *Load-Shift* o conversor CC-CC é responsável pelo carregamento e descarregamento controlado das baterias, assegurando que as recomendações do fabricante são cumpridas. No carregamento de baterias a melhor estratégia a utilizar depende da tecnologia em questão. No caso das baterias de iões de lítio, como acontece com a maioria das tecnologias, é normalmente recomendado que sejam utilizadas as estratégias de corrente e tensão constante em conjunto [106]. Isto é, a bateria começa a ser carregada com corrente constante até atingir a sua tensão máxima, passando de seguida a ser carregada com tensão constante, até que a corrente de carga atinja um valor próximo de 0 A.

Para possibilitar a utilização da estratégia pretendida torna-se necessária a utilização de dois controladores PI, um para controlar a corrente e outro para a tensão. É de realçar que os dois controladores PI funcionam de forma totalmente independente, e têm como objetivo fixar a corrente ou a tensão num valor constante igual ao valor de referência (I_{2_REF} ou V_{2_REF}). A Figura 4.2 apresenta os dois controladores PI implementados para a determinação do valor do desfasamento entre as duas pontes H ($\alpha_{(1)}$), apresentando-se na Figura 4.2 (a) o controlador PI utilizado no modo de corrente constante e na Figura 4.2 (b) o controlador PI utilizado no modo de tensão constante. Em ambos os casos o sinal de erro ($e_{corrente}$ ou $e_{tensão}$) é resultante da diferença entre o valor de referência (I_{2_REF} ou V_{2_REF}) e o valor real medido (i_2 ou v_2).

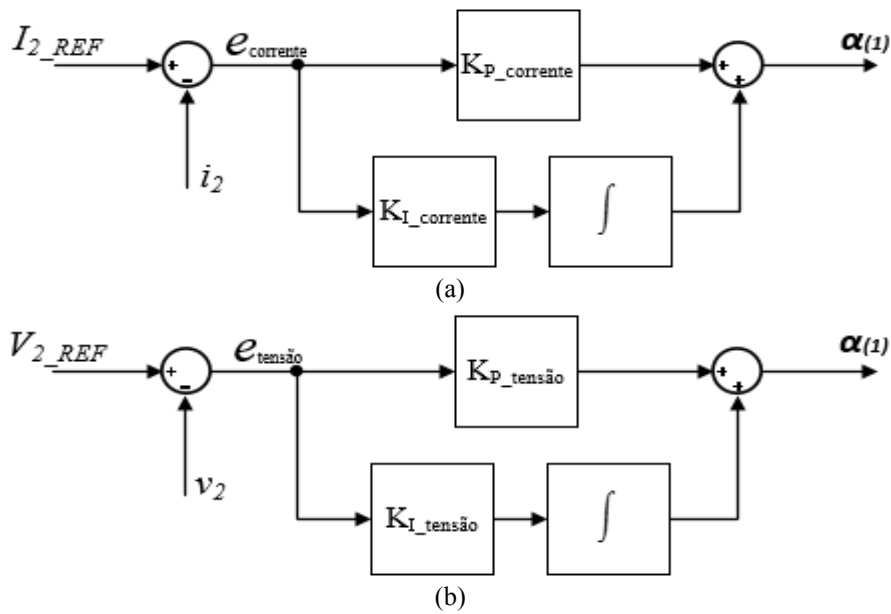


Figura 4.2 – Controladores PI utilizados na estratégia de carregamento das baterias:
(a) Controlador PI para o modo de corrente constante; (b) Controlador PI o modo de tensão constante.

Os controladores PI apresentados na Figura 4.2 (a) e na Figura 4.2 (b) são regidos respetivamente pelas equações (4.2) e (4.3), em que $sum_e_{corrente}$ e $sum_e_{tensão}$ representam o somatório do erro.

$$\alpha_{(1)} = K_{P_tensão} e_{tensão} + K_{I_tensão} sum_e_{tensão} \quad (4.2)$$

$$\alpha_{(1)} = K_{P_corrente} e_{corrente} + K_{I_corrente} sum_e_{corrente} \quad (4.3)$$

Na Figura 4.3 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente nas baterias durante o processo de carregamento, considerando que são carregadas com corrente constante até atingirem a sua tensão máxima, e de seguida com tensão constante até estarem completamente carregadas. Deve assinalar-se que o comportamento evidenciado pelas baterias na Figura 4.3 é válido para as todas as técnicas *phase shift*.

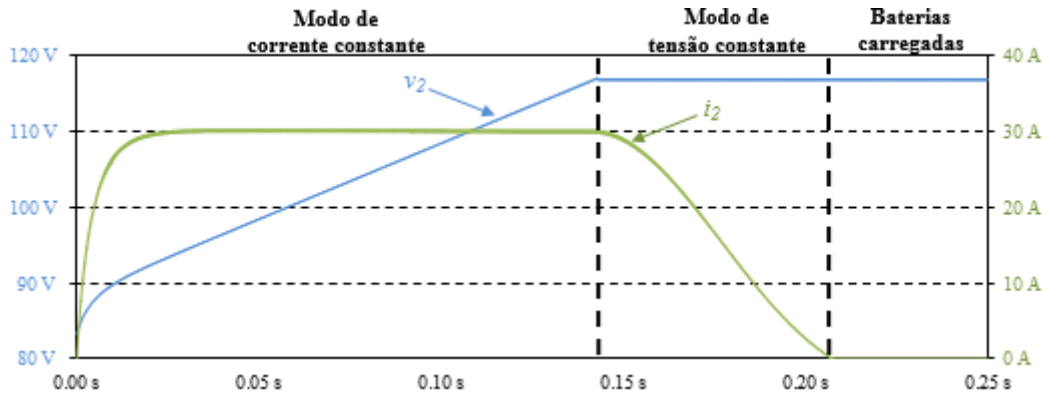


Figura 4.3 – Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias durante o processo de carregamento.

Devido às especificidades deste trabalho e uma vez que o valor da tensão do barramento CC é regulado pelo conversor CA-CC, não é possível utilizar uma estratégia de controlo de tensão quando a transferência de energia se dá das baterias para a rede elétrica. Nesse sentido, para se transferir energia das baterias para a rede optou-se por utilizar uma estratégia baseada na transferência de uma potência constante. Esta estratégia pode ser posta em prática pela utilização de um controlo de corrente, utilizando um controlador PI idêntico ao da Figura 4.2 (a) em que o valor de I_{2_REF} deixa de ser constante e passa a ser definido pela relação entre a potência de referência (P_{REF}) e a tensão da baterias (v_2) de acordo com a equação (4.4).

$$I_{2_REF} = \frac{P_{REF}}{v_2} \quad (4.4)$$

Na Figura 4.4 apresentam-se as formas de onda durante o processo de devolução da energia armazenada nas baterias com uma potência constante de 2500 W (Figura 4.4 (a)). Para que a potência se mantenha constante o valor da corrente fornecida pelas baterias tem de se ir adaptando à medida que a tensão das baterias baixa, tal como se pode verificar na Figura 4.4 (b). Nessa figura a potência e a corrente nas baterias é negativa, devido ao sentido arbitrado como positivo ser da rede para as baterias.

Nos próximos itens são apresentadas formas de onda de um conversor *dual active bridge*, com as características nominais evidenciadas na Tabela 4.1, quando controlado pelas várias técnicas *phase shift* referidas no Capítulo 3. Nos exemplos ilustrados de seguida, uma vez que o comportamento do conversor é similar nos dois sentidos de transferência de energia, é sempre assumido que a energia é transferida da rede para as baterias. Para além disso, com o objetivo de simplificar a perceção dos conceitos de cada técnica e de facilitar a comparação entre elas, são desprezadas todas as perdas do circuito. De realçar ainda que, como já foi referido anteriormente, em cada uma das técnicas é

assumido um valor de L_{aux} diferente e capaz de manter o desfasamento, $\alpha_{(1)}$, próximo dos 30° .

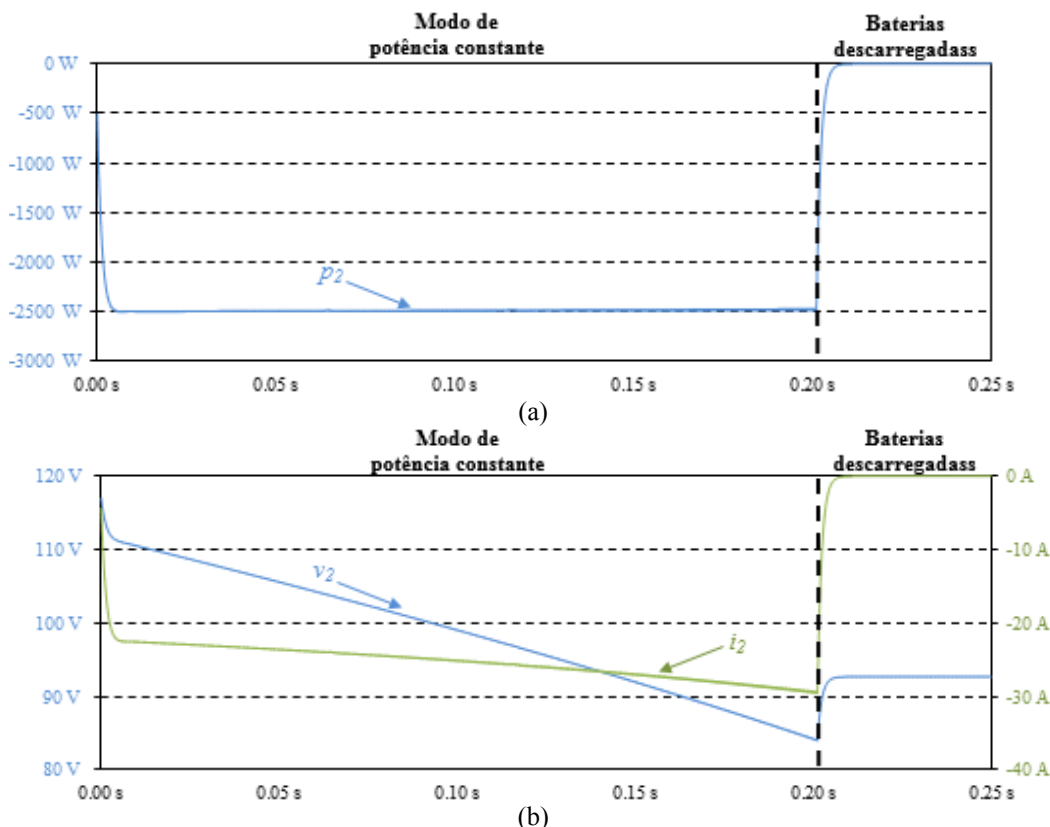


Figura 4.4 – Formas de onda durante o processo de devolução da energia armazenada nas baterias com uma potência constante de 2500 W: (a) Potência das baterias (p_2); (b) Tensão e corrente nas baterias (v_2 e i_2).

4.3.1. Simulação da Técnica CSPS

Na Figura 4.5 apresenta-se o andar de controlo da técnica *conventional single phase shift* implementado em *PSIM*. O elemento central do andar de controlo é o bloco “Bloco_CSPS”, onde foi implementado o código em linguagem C que permite a aplicação dos dois controladores PI referenciados anteriormente. Este bloco de controlo utiliza como variáveis de entrada a corrente e a tensão nas baterias (i_2 e v_2). De notar que, as variáveis de entrada passam por um bloco ZOH (*Zero Order Hold*) que impõe a frequência de amostragem pretendida para os sinais, 20 kHz neste caso. Como pode ser visto na figura, os sinais de saída do bloco “Bloco_CSPS” são aplicados a um circuito comparador para a obtenção dos sinais de comando de cada um dos IGBTs. De realçar que este circuito comparador, graças às funcionalidades de PWM do microcontrolador, na prática deixa de existir. No modelo de simulação é ainda utilizada uma variável auxiliar “*parar*” que tem como objetivo que o processo de transferência de energia seja interrompido quando as baterias estão totalmente carregadas ou descarregadas.

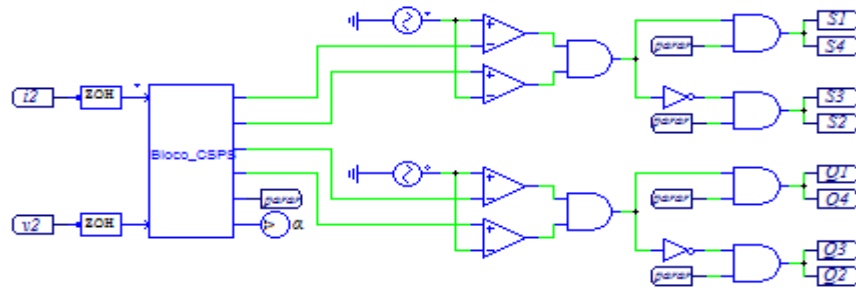


Figura 4.5 – Andar de controlo da técnica CSPS implementado em PSIM.

Como já foi referido anteriormente, é expetável que a tensão no barramento CC (V_1) seja sempre de aproximadamente 800 V, enquanto que a tensão das baterias (V_2) poderá variar entre os 83,6 V e os 116,8 V. Por conseguinte, a relação entre as tensões V_1 e nV_2 não será constante durante o funcionamento do conversor CC-CC. Assim sendo, podem existir 3 situações distintas, são elas: $V_1 > nV_2$ ($k > 1$), $V_1 = nV_2$ ($k = 1$) e $V_1 < nV_2$ ($k < 1$). A diferente relação entre as tensões V_1 e nV_2 obriga a que a corrente e potência no conversor (i_{H1} e i_{H2} , p_{H1} e p_{H2}) sejam também elas diferentes em cada uma destas situações.

Na Figura 4.6 apresenta-se o comportamento do conversor CC-CC *dual active bridge* a operar com um valor de k superior a 1 (com $V_1 = 800$ V e $V_2 = 90$ V), tal como pode ser comprovado pela Figura 4.6 (a). Na Figura 4.6 (b) e na Figura 4.6 (c) apresentam-se respetivamente as correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_1 .

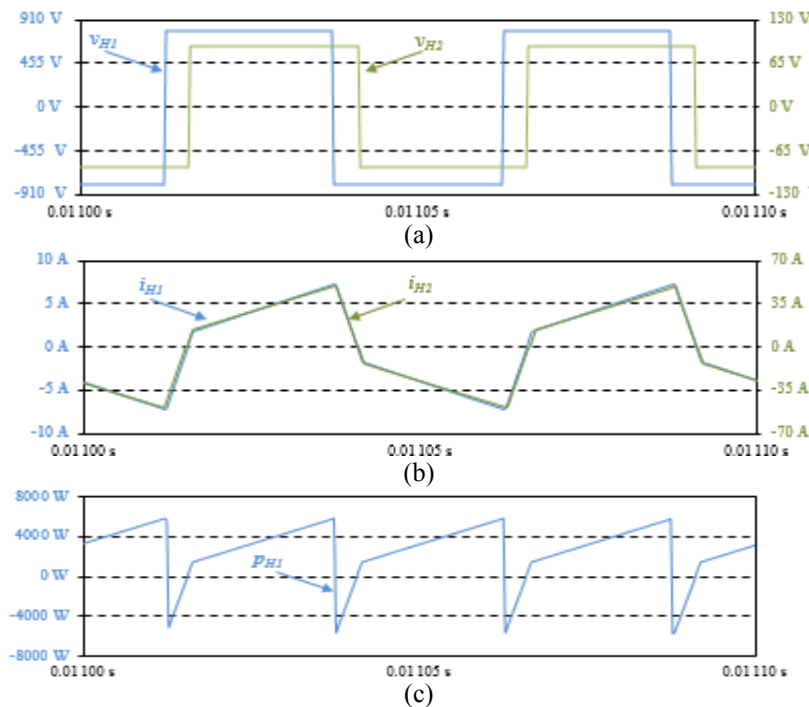


Figura 4.6 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica CSPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

A Figura 4.7 (a), a Figura 4.7 (b) e a Figura 4.7 (c) apresentam respetivamente as tensões e correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_1 , com o conversor CC-CC a operar com $V_2 = 114 \text{ V}$ ($k = 1$).

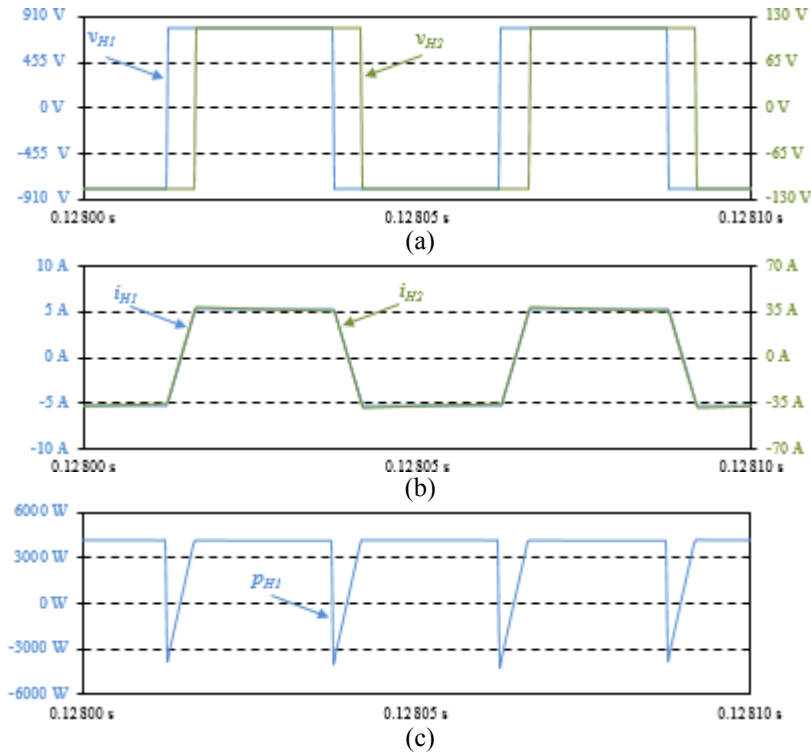


Figura 4.7 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica CSPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Por fim, a Figura 4.8 apresenta o comportamento do conversor CC-CC quando k assume um valor inferior a 1 ($V_1 = 800 \text{ V}$ e $V_2 = 116,8 \text{ V}$), como se pode observar na Figura 4.8 (a). Deve ter-se em consideração que neste caso a diferença entre as tensões V_1 e nV_2 é inferior à evidenciada na Figura 4.6. Seguindo a mesma estrutura das últimas figuras, a Figura 4.8 (b) e a Figura 4.8 (c) apresentam respetivamente as correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_1 .

A comparação das Figura 4.6, Figura 4.7 e Figura 4.8 permite comprovar que, como já foi referido no Capítulo 3, as técnicas *phase shift* são mais vantajosas quanto mais próximos forem os valores das tensões V_1 e nV_2 . A aproximação da tensão nV_2 da tensão V_1 permite diminuir significativamente o valor máximo da corrente e também reduzir a potência reativa do conversor.

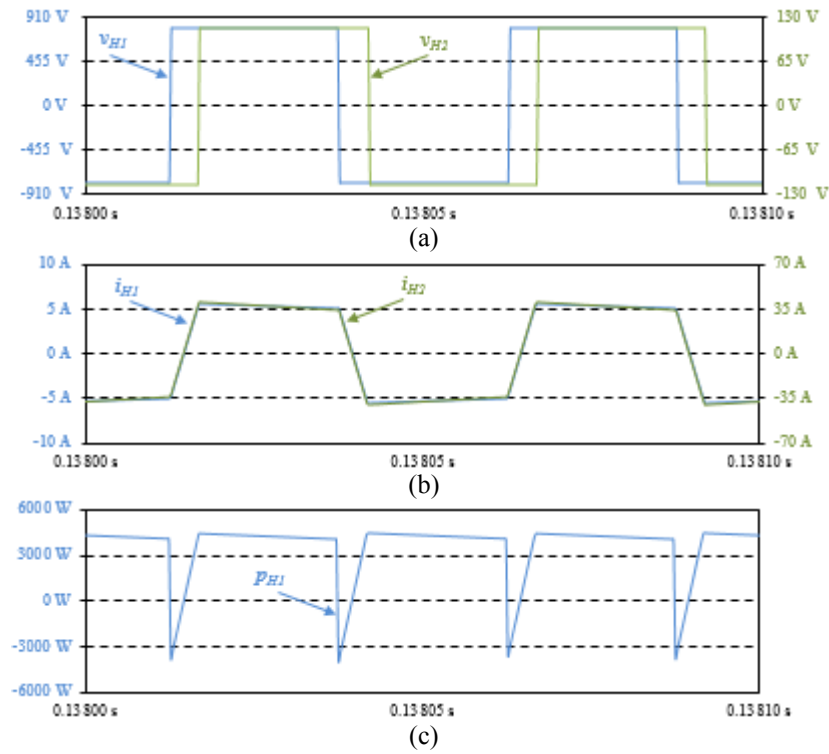


Figura 4.8 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica CSPS: (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2}); (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Pela análise dos gráficos apresentados na Figura 4.6, Figura 4.7 e Figura 4.8 conclui-se ainda que o desfasamento α permanece praticamente constante apesar da variação da tensão V_2 . Uma vez que a corrente se mantém constante e a tensão vai aumentando, isto significa que a potência no conversor também aumenta, o que leva a que o desfasamento necessário seja o mesmo em todo o intervalo de carregamento com corrente constante. Já durante o modo de carregamento por tensão constante, o desfasamento α vai diminuindo à medida que a corrente consumida pelas baterias vai reduzindo até aproximadamente 0 A. O comportamento do desfasamento α necessário ao longo de todo o processo de carregamento das baterias é apresentado na Figura 4.9.

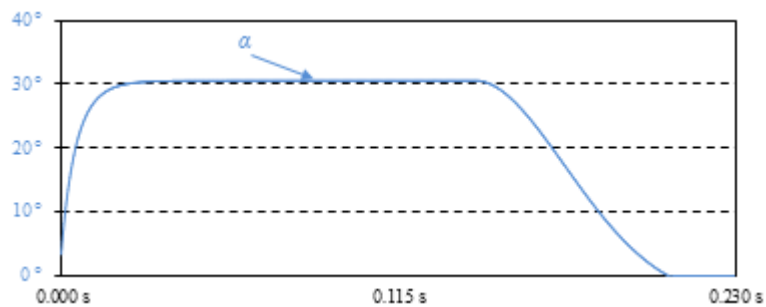


Figura 4.9 – Evolução do ângulo de desfasamento, α , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica CSPS.

4.3.2. Simulação da Técnica ESPS

Na Figura 4.10 apresenta-se o andar de controlo da técnica *extended single phase shift* implementado em *PSIM*. Esta técnica utiliza as mesmas variáveis de entrada da técnica CSPS, corrente e tensão nas baterias (i_2 e v_2). Por outro lado, ao contrário da técnica CSPS, esta técnica de controlo exige que os sinais de comando dos IGBTs sejam independentes uns dos outros de forma a possibilitar a aplicação de um desfaseamento entre os IGBTs de um braço para o outro da mesma ponte. Para interromper o processo de carga ou descarga das baterias é também utilizada a variável auxiliar “*parar*”.

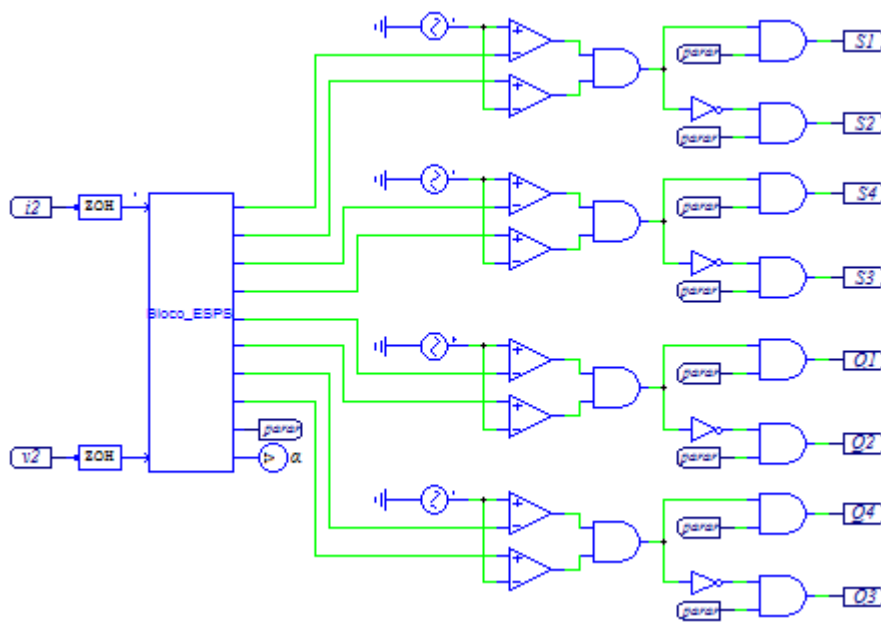


Figura 4.10 – Andar de controlo da técnica ESPS implementado em *PSIM*.

Na Figura 4.11 apresenta-se o comportamento do conversor DAB a operar com um valor de k superior a 1, resultantes das tensões $V_1 = 800$ V e $V_2 = 90$ V, tal como se pode ver na Figura 4.11 (a). Na Figura 4.11 (b) e na Figura 4.11 (c) apresentam-se respetivamente as correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_I .

Como já foi referido no Capítulo 3 e agora se confirma pela Figura 4.11 (a), com esta técnica a tensão de saída da ponte do lado da fonte de energia (v_{HI}) tem 3 níveis distintos. Durante o tempo em que a tensão v_{HI} é 0 V, a potência no conversor é também ela nula, o que leva a uma redução da potência reativa transferida. Por outro lado, em comparação com a técnica CSPS, a corrente consumida é maior seja qual for o valor de k .

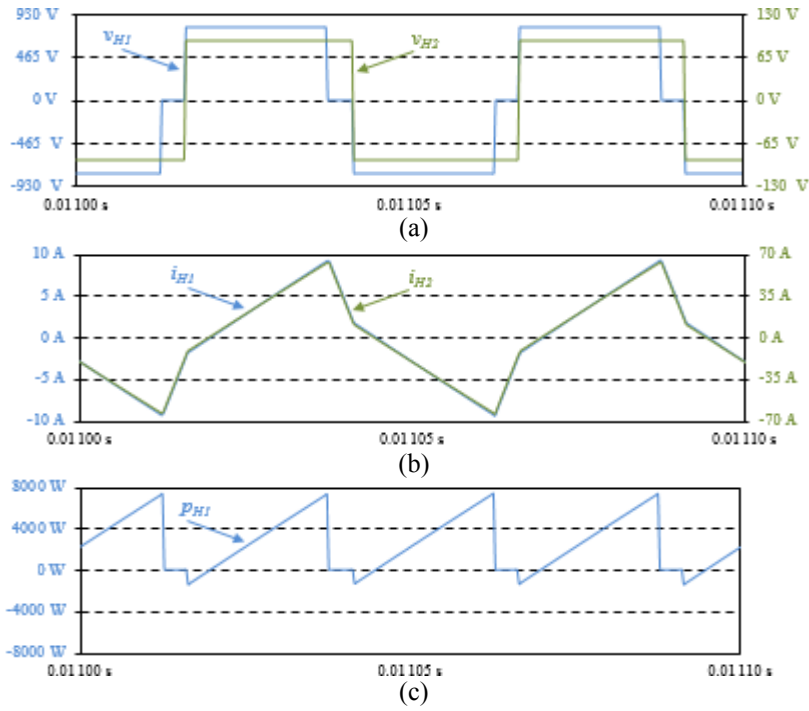


Figura 4.11 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica ESPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Na Figura 4.12 apresenta-se o comportamento do conversor CC-CC a operar com um valor de k igual a 1 (Figura 4.12 (a)). A Figura 4.12 (b) e a Figura 4.12 (c) apresentam respetivamente as correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_I .

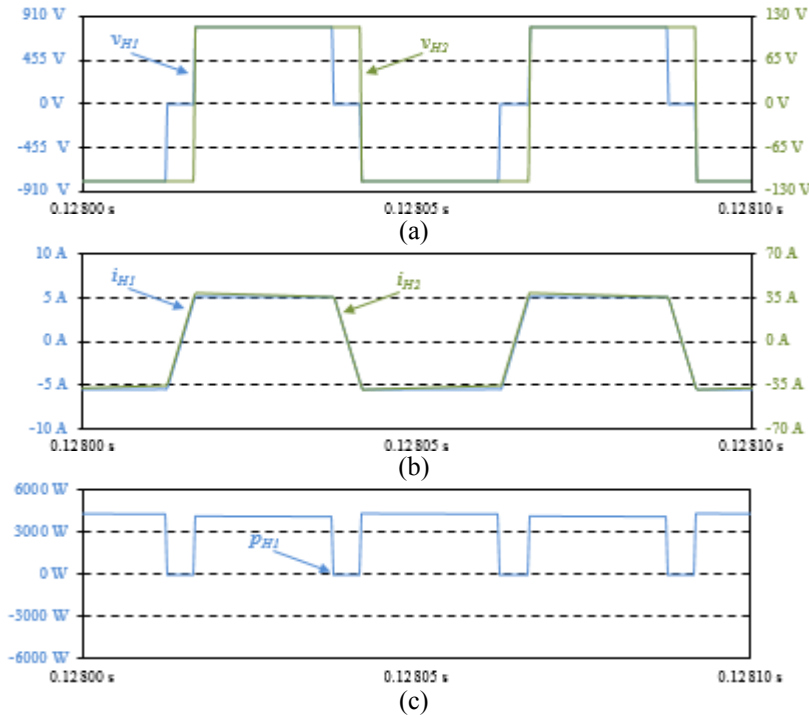


Figura 4.12 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica ESPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_I (p_{H1}).

Seguindo a mesma sequência e estrutura apresentadas para a técnica CSPA, a Figura 4.13 apresenta o comportamento do conversor CC-CC quando k assume um valor inferior a 1.

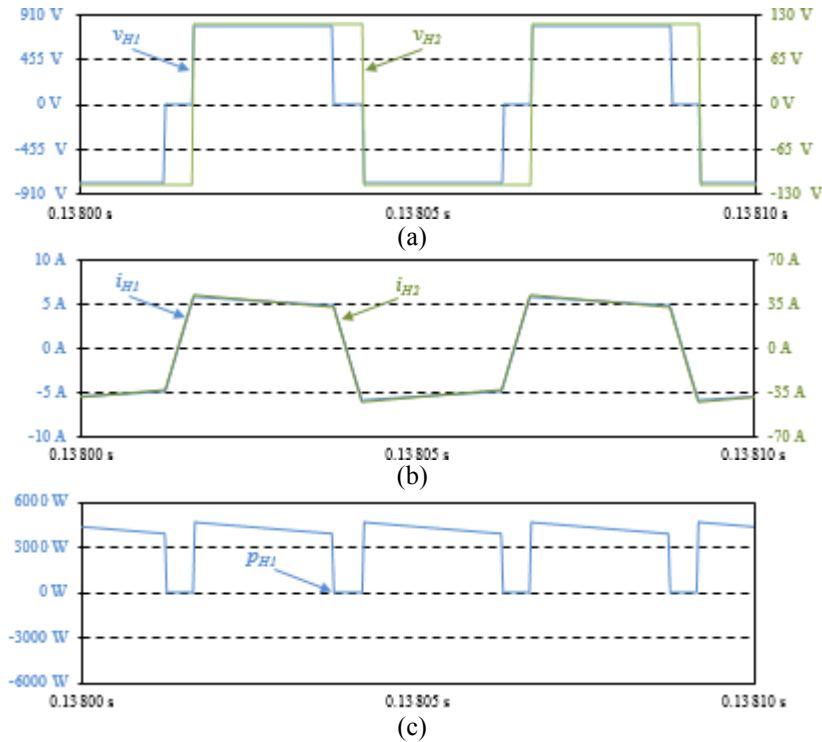


Figura 4.13 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica ESPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Na Figura 4.14 apresenta-se o comportamento do desfasamento, α , entre as duas pontes H durante o carregamento das baterias. Como se pode verificar, com esta técnica o comportamento do valor de α é praticamente igual ao obtido com a técnica CSPA, embora utilizando um valor de indutância auxiliar diferente.

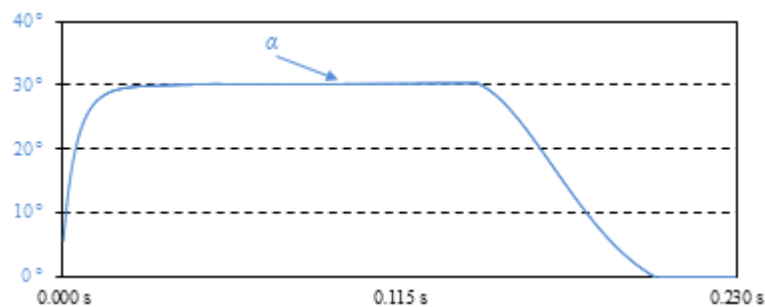


Figura 4.14 – Evolução do ângulo de desfasamento, α , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica ESPS.

4.3.3. Simulação da Técnica QDPS

Na Figura 4.15 apresenta-se o andar de controlo da técnica *quasi dual phase shift* implementado em *PSIM*.

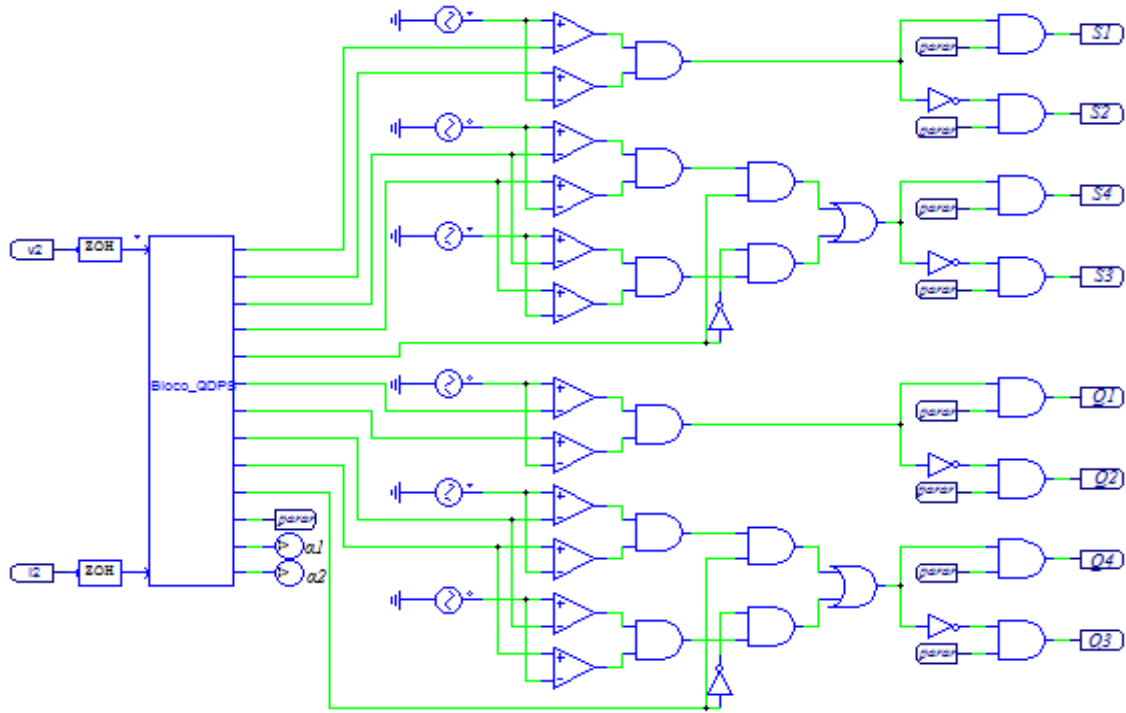


Figura 4.15 – Andar de controlo da técnica *quasi dual phase shift* implementado em *PSIM*.

À semelhança das técnicas CSPS e ESPS também esta técnica utiliza como variáveis de entrada a corrente e a tensão nas baterias (i_2 e v_2). Como acontece com a técnica ESPS, esta técnica de controlo exige que os sinais de comando dos IGBTs sejam independentes uns dos outros de forma a possibilitar a aplicação de um desfasamento entre os IGBTs de um braço para o outro da mesma ponte. No entanto, o facto das técnicas *dual phase shift* terem como fundamento a aplicação de dois ângulos de desfasamento distintos em que a sua soma pode chegar aos 180° , faz com que o circuito comparador do andar de controlo responsável pela criação dos sinais de comando dos IGBTs, seja mais complexo do que o das outras técnicas.

Na Figura 4.16 apresenta-se o comportamento do conversor DAB quando controlado pela técnica QDPS com k superior a 1, tal como se pode ver na Figura 4.16 (a). Na Figura 4.16 (b) e na Figura 4.16 (c) apresentam-se respetivamente as correntes de saída de cada uma das pontes H e a potência do conversor vista pelo lado da ponte H_I .

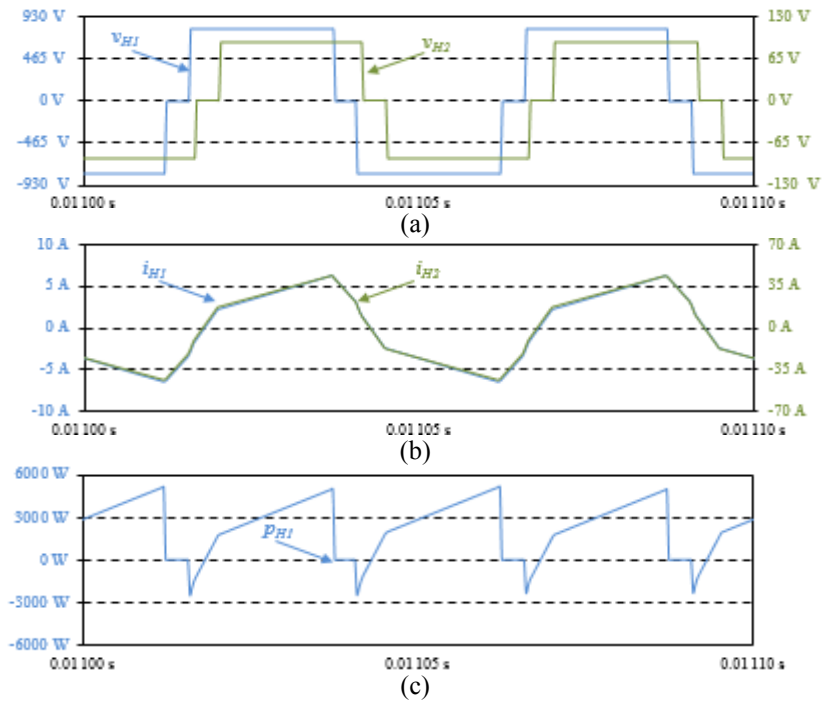


Figura 4.16 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k > 1$ quando controlado pela técnica QDPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Na Figura 4.17 apresenta-se o comportamento do conversor CC-CC a operar com um valor de k igual a 1. A Figura 4.17 (a) e a Figura 4.17 (b) apresentam respectivamente a tensões e correntes de saída de cada ponte H. Por fim, na Figura 4.17 (c) apresenta-se a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_1 .

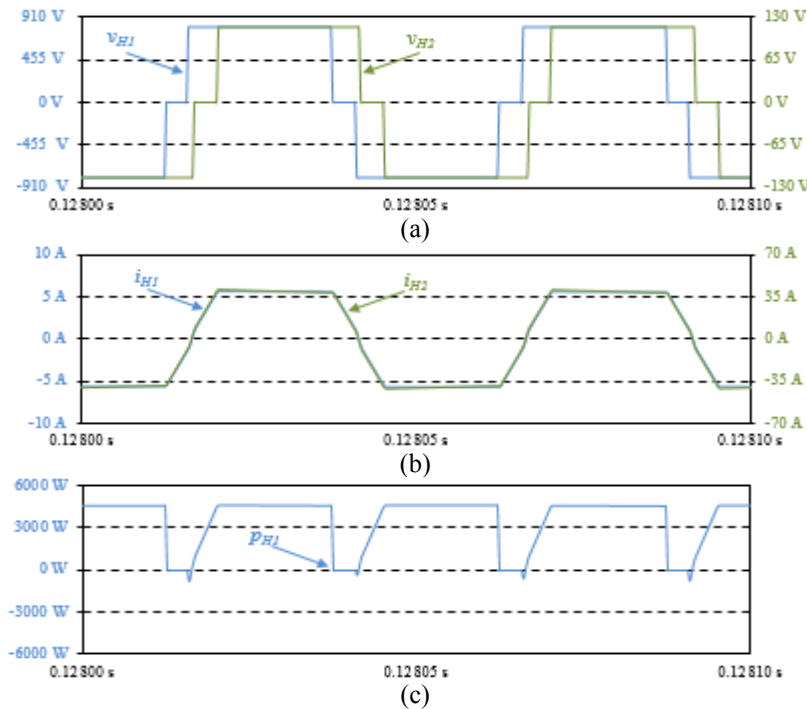


Figura 4.17 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k = 1$ quando controlado pela técnica QDPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

A Figura 4.18 (a), a Figura 4.18 (b) e a Figura 4.18 (c) apresentam respetivamente as tensões e correntes de saída de cada ponte H e a potência no conversor vista pelo lado da ponte H_1 , com o conversor CC-CC a operar com k inferior a 1.

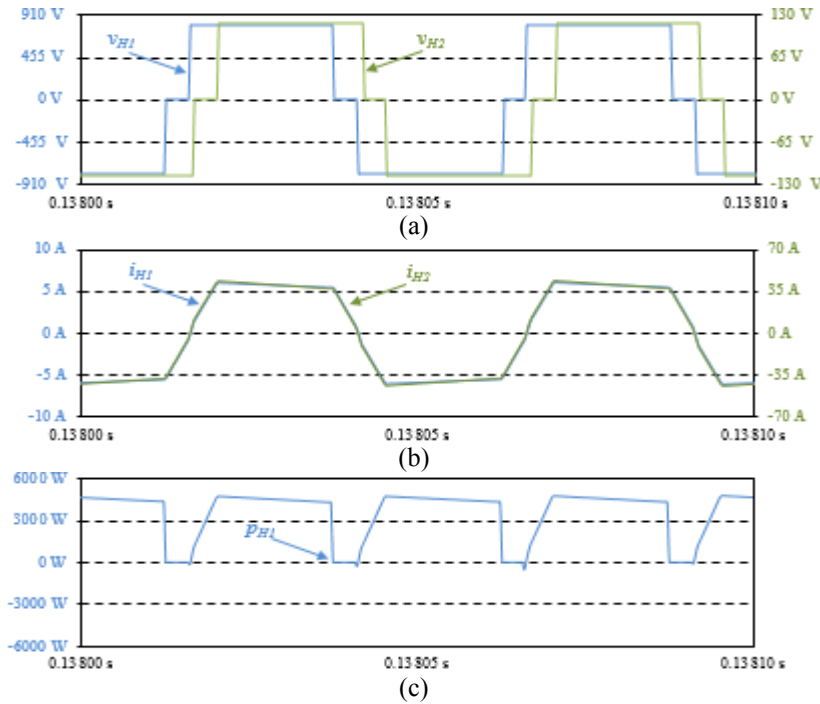


Figura 4.18 – Conversor *dual active bridge* a operar com $k < 1$ quando controlado pela técnica QDPS:
 (a) Tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}); (b) Correntes de saída das duas pontes (i_{H1} e i_{H2});
 (c) Potência de saída da ponte H_1 (p_{H1}).

Pela observação da Figura 4.16, Figura 4.17 e Figura 4.18 conclui-se que, como era esperado, o desfasamento α_2 se mantém constante em toda a gama de operação. Por sua vez, o desfasamento entre as pontes H (α_1) tem um comportamento idêntico ao registado nas técnicas anteriores. Na Figura 4.14 apresenta-se o comportamento dos desfasamentos α_1 e α_2 durante todo o processo de carregamento das baterias.

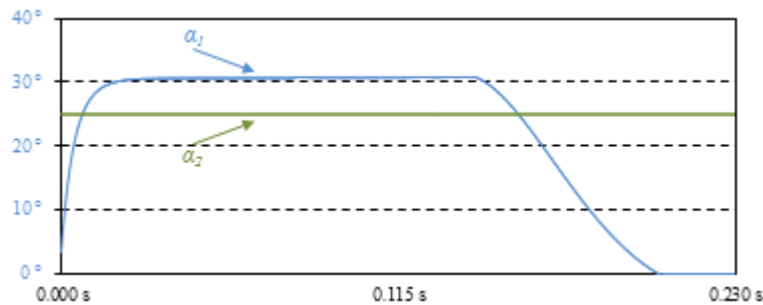


Figura 4.19 – Evolução dos ângulos de desfasamento, α_1 e α_2 , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica QDPS.

4.3.4. Simulação da Técnica ODPS

Na Figura 4.20 apresenta-se o andar de controlo da técnica *optimal dual phase shift* implementado em *PSIM*. A técnica ODPS distingue-se das restantes por ser responsável

pela determinação de dois ângulos de defasamento distintos. Para isso, para além dos sensores utilizados nas outras técnicas (i_2 e v_2), esta utiliza também um sensor para medir a tensão no barramento CC (v_1). Devido à semelhança que existe entre as técnicas ODPS e QDPS o circuito utilizado em *PSIM* para a obtenção dos sinais de comando dos IGBTs é igual, como se pode confirmar pela comparação da Figura 4.15 com a Figura 4.20. A variável auxiliar “*parar*” tem, mais uma vez, o objetivo de permitir a interrupção do processo de carga ou descarga das baterias.

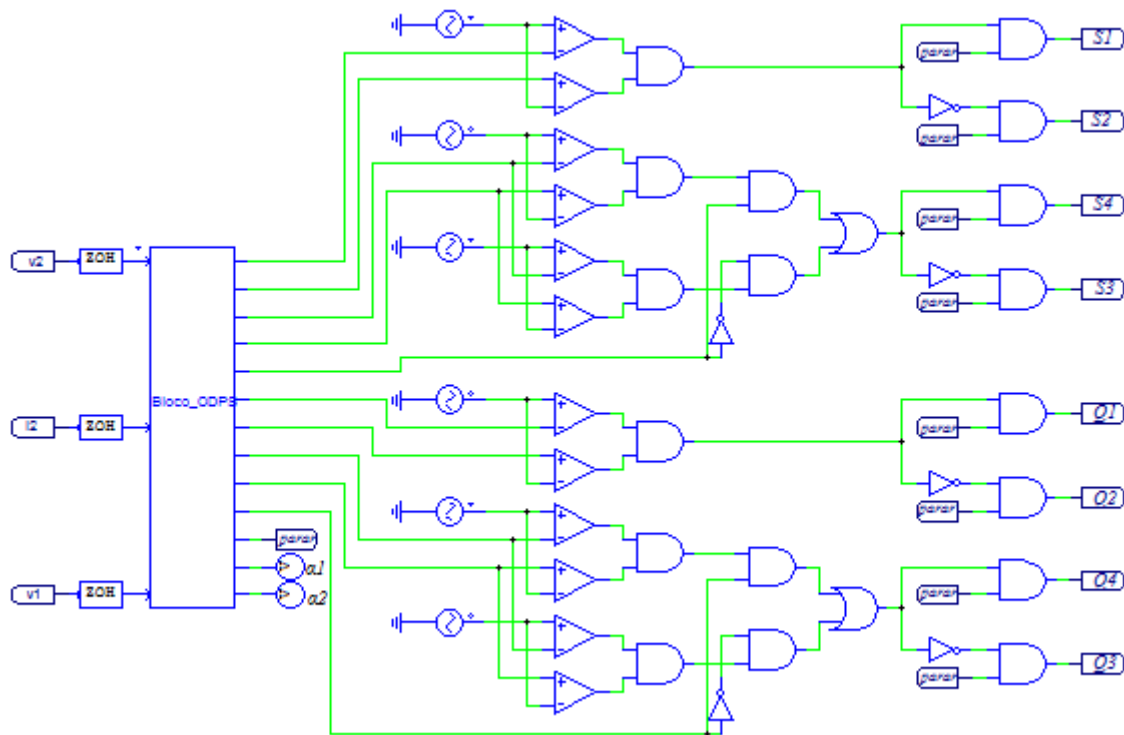


Figura 4.20 – Andar de controlo implementado em *PSIM* da técnica *optimal dual phase shift*.

Na técnica ODPS, ao contrário das outras técnicas, devido ao facto do defasamento α_2 se ir alterando, o defasamento α_1 vai também ele alterando-se durante o processo de carregamento das baterias com corrente constante. Na Figura 4.21 apresenta-se o comportamento dos defasamentos α_1 e α_2 ao longo do processo de carregamento das baterias.

Assumindo-se que com $V_1 = 800$ V e $V_2 = 90$ V o valor de α_2 utilizado na técnica QDPS é o valor ótimo, as formas de onda apresentadas na Figura 4.16 são também válidas para a técnica ODPS aquando a operar nessas mesmas condições. Por outro lado, quando $k \leq 1$, o valor ótimo de α_2 é 0° , e por isso nessas condições a técnica ODPS equivale-se à técnica CSPS, sendo por isso regida pelas mesmas formas de onda (Figura 4.7 e Figura 4.8).

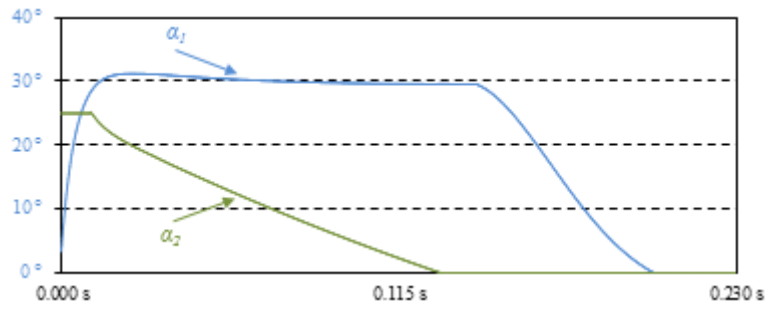


Figura 4.21 – Evolução dos ângulos de defasamento, α_1 e α_2 , durante o processo de carregamento das baterias, com a técnica ODPS.

Na Figura 4.22 apresenta-se o algoritmo de controlo, utilizado para implementar a técnica ODPS, baseado na estratégia de diminuição da corrente, sugerido em [104] e [105]. Este algoritmo tem como objetivo a determinação do maior desfasamento α_2 que não provoque um aumento significativo da corrente máxima no conversor.

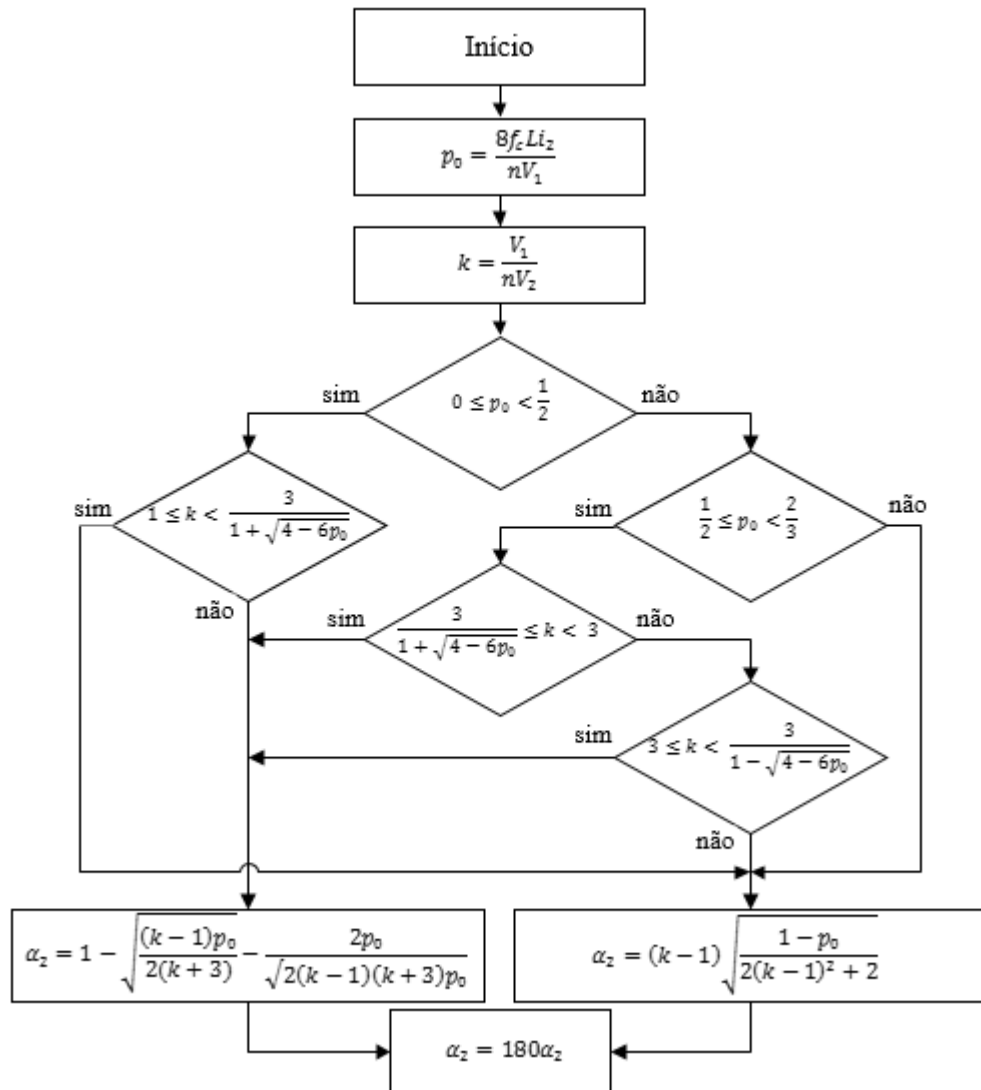


Figura 4.22 – Algoritmo de controlo ODPS baseado na diminuição da corrente.

4.3.5. Comparação das Técnicas *Phase Shift*

Na Tabela 4.2 apresenta-se a informação relativa à corrente de pico, potência de pico e rácio de energia devolvida à fonte de energia quando utilizadas as técnicas CSPS, ESPS, QDPS e ODPS. Para cada uma das situações de k apresentadas nesta tabela, a potência média transferida é a mesma em todas as técnicas. Tratando-se de um conversor CC-CC, em que os sinais de corrente e tensão da carga são contínuos, não se podem aplicar as leis básicas da eletricidade no que diz respeito à determinação da potência ativa e reativa. Assim, não dispondo de mecanismos que possibilitem outra abordagem, como forma de estudar a eficiência do conversor com cada uma das técnicas, foi determinado o rácio de energia devolvida à fonte de energia pelo conversor CC-CC.

Tabela 4.2 – Corrente máxima, potência de pico e rácio de energia devolvida à fonte quando utilizadas as técnicas CSPS, ESPS, QDPS e ODPS.

		Corrente de pico		Potência de pico	Rácio de energia devolvida
		Ponte H_1	Ponte H_2		
CSPS (Conventional Single Phase Shift)	$k > 1$	7,1 A	49,6 A	5741,03 W	9,64%
	$k = 1$	5,5 A	38,7 A	4174,32 W	3,70%
	$k < 1$	5,6 A	39,5 A	4376,17 W	4,92%
ESPS (Extended Single Phase Shift)	$k > 1$	9,2 A	64,1 A	7305,38 W	3,03%
	$k = 1$	5,6 A	39,0 A	4164,22 W	0%
	$k < 1$	6,1 A	43,0 A	4644,25 W	0%
QDPS (Quasi Dual Phase Shift)	$k > 1$	6,2 A	43,3 A	5010,32 W	6,82%
	$k = 1$	5,9 A	41,6 A	4583,13 W	0,14%
	$k < 1$	6,2 A	43,7 A	4781,55 W	0%
ODPS (Extended Dual Phase Shift)	$k > 1$	6,2 A	43,3 A	5010,32 W	6,82%
	$k = 1$	5,5 A	38,7 A	4174,32 W	3,70%
	$k < 1$	5,6 A	39,5 A	4376,17 W	4,92%

Conclui-se então que, ao utilizar a técnica ESPS, a energia devolvida à fonte de energia é praticamente nula. Por outro lado esta técnica faz com que as correntes no conversor atinjam picos muito mais elevados, comparativamente com as outras técnicas. Outra consequência da utilização da técnica ESPS é o aumento considerável dos picos da potência no conversor.

À semelhança da técnica ESPS, a técnica QDPS permite reduzir a energia devolvida à fonte de energia, no entanto quando comparada com as técnicas CSPS e ODPS, esta técnica tem claras desvantagens no que diz respeito aos valores máximos atingidos pela corrente e potência no conversor quando $k \leq 1$. Conclui-se por isso que esta técnica apenas compensa quando o conversor atua na maioria do tempo com $k > 1$.

Por fim, a técnica ODPS permite juntar as vantagens das técnicas CSPS e QDPS sendo por isso a melhor alternativa quando o valor de k oscila durante o funcionamento do conversor. Quando $k > 1$, permite reduzir a energia devolvida pelo conversor à fonte de energia e reduzir os picos de corrente, apenas equiparável pela técnica QDPS e só se o desfasamento α_2 escolhido for o adequado à situação em questão. Quando $k \leq 1$, esta técnica comporta-se de igual forma à técnica CSPS, uma vez que o desfasamento α_2 assume um valor nulo.

Conclui-se então que, a técnica mais adequada para controlar um conversor *dual active bridge* depende da gama de valores de k em que o conversor irá atuar. Na Tabela 4.3 apresenta-se a identificação da técnica que mais benefícios pode trazer tendo em conta a gama de valores de k assumidos pelo conversor *dual active bridge* durante o seu funcionamento. Assim, pela análise desta tabela conclui-se que para o sistema em causa, como a relação k varia ao longo do seu funcionamento, a técnica mais adequada é a *optimal dual phase shift*.

Tabela 4.3 – Técnica mais vantajosa tendo em conta a gama de operação do conversor *dual active bridge*.

Comportamento de k	Técnica mais vantajosa
Praticamente constante e superior a 1:	QDPS
Inconstante e superior a 1	ODPS
Permanentemente inferior ou igual a 1	CSPS
Inconstante e assumindo valores inferiores e superiores a 1	ODPS

4.4. Simulação do Sistema *Load-Shift* Completo

Na Figura 4.23 apresenta-se o andar de controlo implementado em *PSIM* do sistema *Load-Shift* completo. O bloco de código “*Sistema_Load_Shift*” resulta da junção dos códigos em linguagem C dos controlos utilizados em cada um dos conversores. No conversor CA-CC foi utilizado controlo de corrente preditivo, enquanto no conversor CC-CC, tendo em conta as conclusões anteriores, foi utilizada a técnica *optimal dual phase shift*.

O andar de controlo apresentado na Figura 4.23 permite ao conversor CA-CC ser capaz de: efetuar de forma adequada o pré-carregamento dos condensadores do barramento CC, manter o barramento CC regulado (em 800 V), garantir que as correntes de entrada são sinusoidais, equilibradas e estão permanentemente em fase com as tensões. Por outro lado, o conversor CC-CC é incumbido de iniciar o processo de transferência de energia apenas após o barramento CC estar no nível de tensão pretendido (800 V) e permitir a carga e descarga das baterias segundo as recomendações do fabricante.

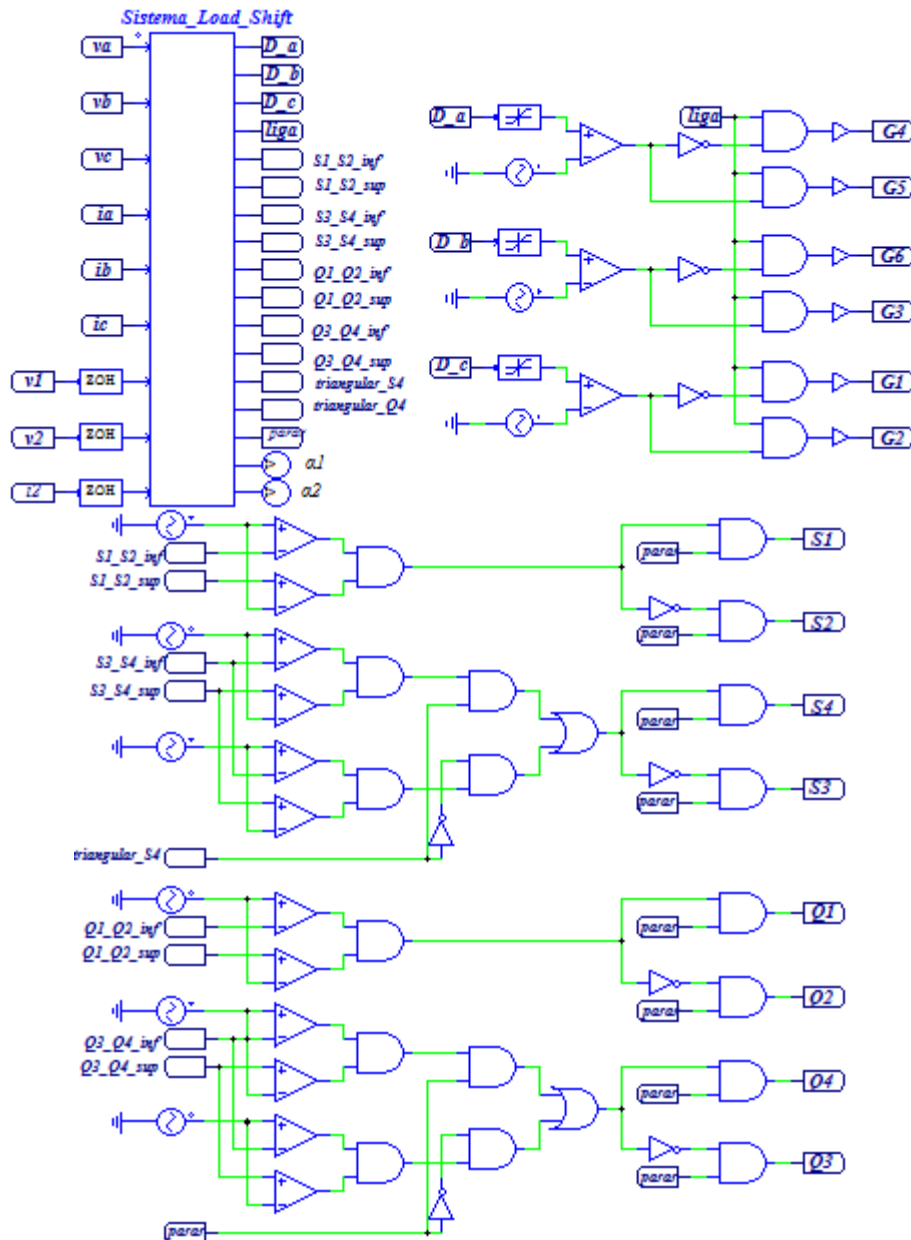


Figura 4.23 – Andar de controlo do sistema *Load-Shift* implementado em *PSIM*.

Na Figura 4.24 apresenta-se a forma de onda da tensão no barramento CC durante todo o processo e fases do carregamento das baterias. O processo de carregamento das baterias é iniciado com o conversor CA-CC a efetuar o pré-carregamento dos

condensadores do barramento CC. Estando o pré-carregamento concluído, o conversor CA-CC inicia a regulação do barramento CC (em 800 V), mantendo-o permanentemente regulado.



Figura 4.24 – Forma de onda da tensão no barramento CC no processo de carregamento das baterias.

Na Figura 4.25 apresentam-se as correntes de linha durante todo o processo de carregamento das baterias. No momento em que é dado o início da regulação do barramento CC as correntes de linha atingem picos máximos que rondam os 8 A. Quando o barramento CC se encontra regulado, o conversor CC-CC inicia o seu funcionamento, e começa a transferir energia para as baterias.

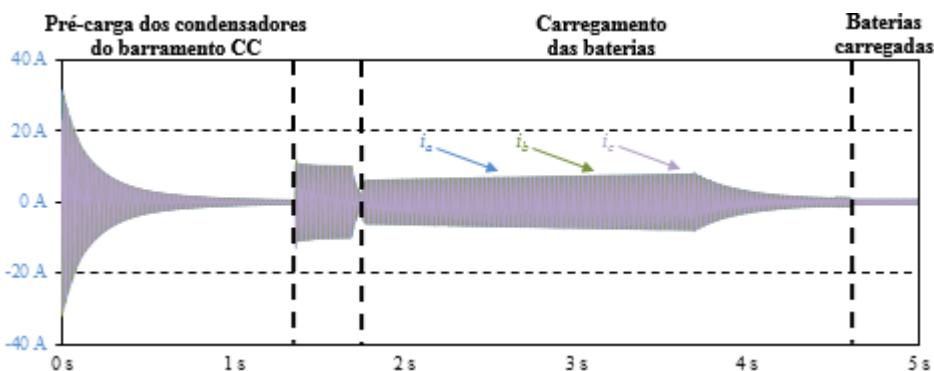


Figura 4.25 – Formas de onda das correntes de linha ao longo do processo de carregamento das baterias.

A Figura 4.26. apresenta as formas de onda das correntes de linha durante um curto intervalo de tempo em que as baterias estão a ser carregadas com uma corrente constante de 30 A. Como se pode ver nessa figura, as correntes de linha têm um valor de pico na ordem dos 6 A. Este valor está dentro do esperado visto que a potência do lado CA neste instante é de cerca de 2930 W e a potência de carga das baterias é de 2760 W. Nesta situação o rendimento é de 94%, valor aceitável uma vez que o modelo já inclui as resistências internas das bobinas e dos condensadores.

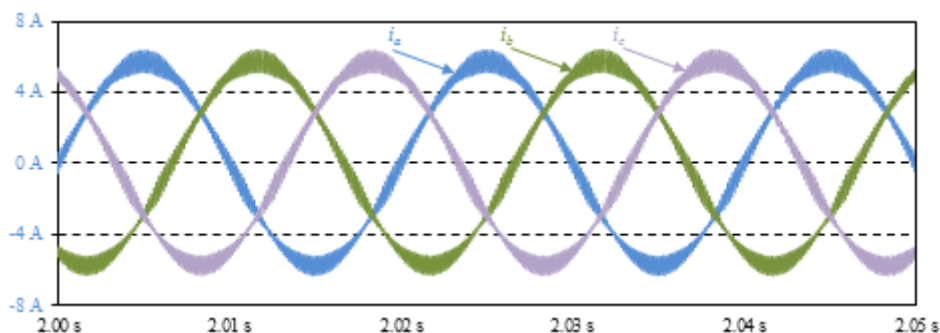


Figura 4.26 – Formas de onda das correntes de linha ao longo do processo de carregamento das baterias:

Na Figura 4.27 apresentam-se as formas de onda da tensão e corrente nas baterias durante o processo de carregamento. Após o barramento CC atingir o nível de tensão desejado (800 V), o conversor CC-CC inicia a transferência de energia, carregando as baterias inicialmente com uma corrente constante de 30 A e depois com uma tensão constante de 116,8 V, em que a corrente necessária vai descendo gradualmente.

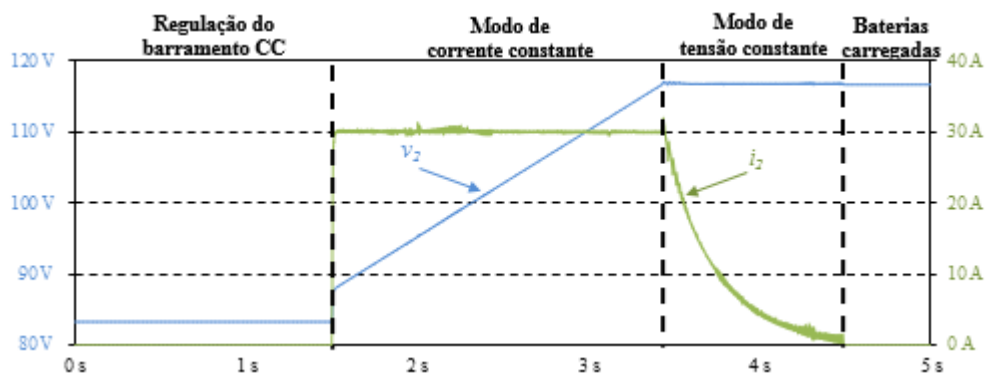


Figura 4.27 – Formas de onda da tensão e corrente nas baterias durante o processo de carregamento.

4.5. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas simulações das quatro técnicas *phase shift* mais relevantes no contexto dos conversores bidirecionais isolados. Destas simulações conclui-se que o andar de controlo necessário à simulação de cada uma das técnicas é distinto e com um grau de complexidade diferente, sendo que o necessário às técnicas *dual phase shift* é o mais complexo das técnicas *phase shift* apresentadas.

Cada uma das quatro técnicas abordadas apresenta vantagens e desvantagens, fazendo com que sejam mais apropriadas para uma determinada gama de valores de k . Ainda assim, pode concluir-se que a técnica *optimal dual phase shift* é, sem margem para dúvida, a que reúne mais vantagens em todas as gamas de operação. Por outro lado, esta técnica exige uma maior capacidade de processamento do microcontrolador, e dependendo da gama de operação, pode não trazer vantagens significativas.

Em relação à simulação do sistema *Load-Shift* completo, revelou-se muito importante pois permitiu detetar inconsistências no planeamento das tarefas distribuídas a cada uma das partes envolventes. Para além de as detetar, esta simulação possibilitou ainda encontrar novas soluções para as resolver.

CAPÍTULO 5

Desenvolvimento do Conversor CC-CC

Dual Active Bridge

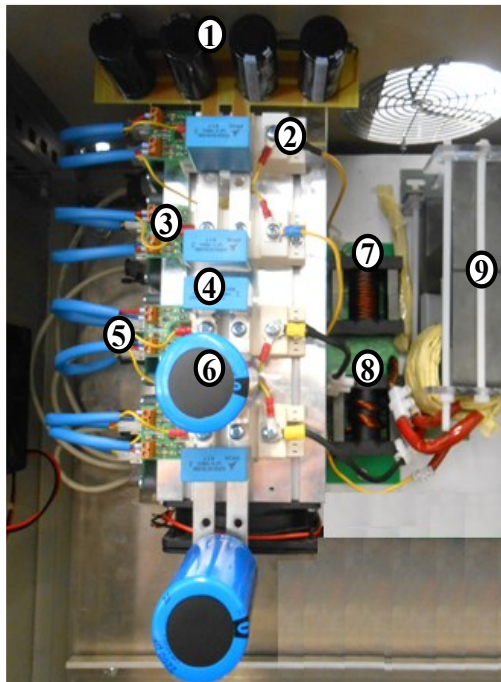
5.1. Introdução

Neste capítulo são descritos todos os elementos práticos desenvolvidos no âmbito desta dissertação. Os elementos desenvolvidos são apresentados separadamente em duas categorias distintas, sendo que primeiramente são descritos os elementos do andar de potência e em seguida os do sistema digital de controlo. Os elementos constituintes do andar de potência são: o banco de baterias, o conversor CC-CC *dual active bridge*, o transformador de alta-frequência e as bobinas auxiliares desenvolvidas. Já no que diz respeito ao sistema de controlo, os elementos principais são: o DSP (*Digital Signal Processor*), as placas dos sensores de tensão e corrente, as placas de condicionamento de sinal, as placas de comando e a placa de relés. Tendo em conta que este trabalho foi desenvolvido em paralelo com o trabalho “Desenvolvimento de um Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional para um Sistema *Load-Shift*”, o sistema de controlo é comum, e por isso alguns dos elementos apresentados são usados em simultâneo nos dois conversores.

5.2. Andar de Potência

O andar de potência no conversor CC-CC *dual active bridge* desenvolvido apresenta-se na Figura 5.1. O andar de potência é constituído pelo conversor CC-CC *dual active bridge*, por duas bobinas auxiliares (7 e 8) e por um transformador (9) de alta-frequência. Como se constatou nos Capítulos 3 e 4, o conversor DAB é constituído por oito IGBTs (2) e por dois condensadores eletrolíticos (6). O andar de potência necessita ainda de condensadores para o LAT (1), circuitos de proteção de *gate* (3), condensadores de *snubber* para os IGBTs (4) e circuitos de *driver* (5).

Para além dos elementos apresentados na Figura 5.1, o andar de potência conta ainda com um banco de baterias. Todos os elementos do andar de potência são descritos ao longo dos próximos itens.



- 1 – Placa de condensadores
- 2 – Módulo de IGBTs
- 3 – Placa de proteção de gate
- 4 – Condensador de *snubber*
- 5 – Placa de *driver*
- 6 – Condensador eletrolítico
- 7 – Bobina auxiliar da ponte H_1
- 8 – Bobina auxiliar da ponte H_2
- 9 – Transformador de alta-frequência

Figura 5.1 – Andar de potência o conversor CC-CC *dual active bridge* desenvolvido.






5.2.1. Projeto do Banco de Baterias

Pelas razões já apresentadas no Capítulo 2, o armazenador mais indicado para os sistemas *Load-Shift* de pequenas e médias potências (até 1 MW) são as baterias de iões de lítio, sendo as mais vantajosas as LiFePO_4 . Nesta decisão pesa ainda o facto de, neste caso em particular, pretender-se a reutilização destas baterias em aplicações de mobilidade elétrica, o que leva a que sejam de longe as mais indicadas.

Como já foi referido no Capítulo 4 pretende-se que o sistema *Load-Shift* tenha uma potência de 10 kVA com uma energia armazenada de 10 kWh. Assim, e de forma à comparação das baterias ser o mais fidedigna possível, o levantamento dos dados de cada uma das alternativas teve como base sempre uma potência de 10 kVA. Devido à existência de uma grande variedade de comercializadores e produtos, inicialmente foi feito um pequeno levantamento das melhores alternativas. Dessa primeira análise conclui-se que no momento o comercializador mais vantajoso em termos económicos é a *EV-Power*. Na Tabela 5.1 apresentam-se os dados das cinco melhores alternativas de bancos de baterias de iões de lítio para o caso em estudo [107]. A seleção das alternativas apresentadas teve como principal fator decisivo o custo total das unidades necessárias. Pela análise da Tabela 5.1 conclui-se facilmente que, tendo praticamente as mesmas

caraterísticas das restantes, o banco de baterias *WINA LiFePO4* tem a vantagem de ser a alternativa mais barata. Assim, foram adquiridas trinta e duas baterias *WINA LiFePO4*.

Tabela 5.1 – Caraterísticas de bancos de baterias de iões de lítio de 10 kVA [101].

	<i>LFP200AHA</i>	<i>CALB CA100FI</i>	<i>SP-LFP100AHA</i>	<i>WINA LiFePO4</i>	<i>SP-LFP40AHA</i>
					
Unidades	16	32	32	32	79
Tensão Nominal	51,2 V	102,4 V	102,4 V	102,4 V	252,8 V
Tensão Mínima	44,8 V	83,2 V	89,6 V	83,6 V	209,35 V
Tensão Máxima	58,4 V	115,2 V	116,8 V	116,8 V	292,3 V
Capacidade	200 Ah	100 Ah	100 Ah	100 Ah	40 Ah
Corrente de Carga/Descarga	66 A	30 A	33 A	30 A	13 A
Ciclos de Vida	> 2000	2000	> 2000	> 2000	> 2000
Peso Total	92,8 Kg	108,8 Kg	99,2 Kg	107,52 Kg	110,6 Kg
Volume	0,05564 m ³	0,06576 m ³	0,06126 m ³	0,05776 m ³	0,07841 m ³
Preço*	3495,04 €	3569,6 €	3495,04 €	3136,54 €	3274,55 €

*sem IVA

Para se efetuar a associação em série das trinta e duas baterias foram ainda adquiridos trinta e um conectores *CA60AHA-CON* e respetivos acessórios, idênticos ao apresentado na Figura 5.2.



Figura 5.2 – Conector *CA60AHA-CON* (Fonte: *EV-Power*).

De modo a se acondicionar o banco de baterias da melhor forma possível foi utilizada a ferramenta computacional *Microsoft Visio* para estudar a melhor disposição. Na Figura 5.3 apresenta-se o desenho final do esquema de ligação das 32 baterias. Este

desenho permitiu ainda calcular de forma fácil as dimensões totais do banco de baterias, essenciais para se desenvolver uma estrutura capaz de as albergar.

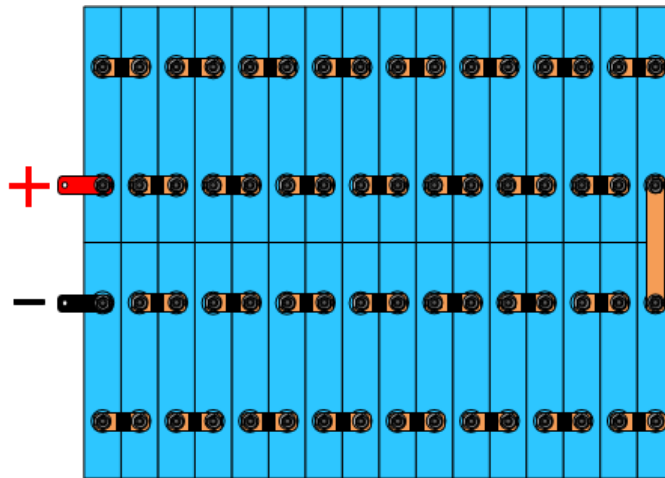


Figura 5.3 – Desenho do esquema de ligação do banco de baterias.

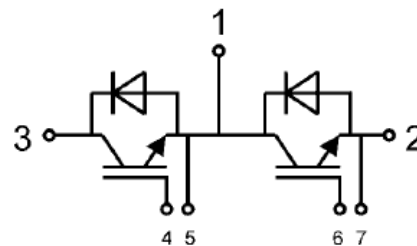
5.2.2. Conversor *Dual Active Bridge*

Na construção de um qualquer equipamento eletrónico devem ser tidos em consideração também aspetos secundários, como por exemplo aspetos mecânicos, térmicos e espaço destinado ao referido equipamento. Estes aspetos, apesar de secundários, são de extrema importância visto terem influência direta na performance do conversor. Nesse sentido todos os elementos do conversor construído foram escolhidos de forma a possibilitarem uma construção simples e compacta.

Em relação aos semicondutores controlados, foram utilizados IGBTs da *Semikron* devido à fácil acessibilidade e boa relação custo/qualidade. Para o lado de alta tensão foram utilizados dois módulos *SMK100GB12T4* (Figura 5.4 (a)), em que cada um inclui dois IGBTs e respetivos díodos em antiparalelo, capazes de aguentar tensões até 1200 V e correntes de coletor até 160 A [108]. Na ponte de baixa tensão foram utilizados dois módulos *SMK145GB066D*, que têm um aspeto físico idêntico aos da Figura 5.4 (a), mas que apenas suportam tensões até 600 V e correntes de coletor até 195 A [109]. Nos quatro módulos utilizados os dois IGBTs encontram-se ligados de acordo com a Figura 5.4 (b).



(a)



(b)

Figura 5.4 – Módulo *SMK100GB12T4/SMK145GB066D*: (a) Aspeto físico; (b) Esquema de ligação (Fonte: *Semikron*).

Tendo em conta que serão utilizados quatro módulos de IGBTs, o dissipador escolhido tem de ter capacidade física de os albergar e características que lhe permita dissipar o calor das quatro unidades de forma uniforme. Assim, foi escolhido o dissipador *KL-285 (P3/300)*, que pode ser visto na Figura 5.5. Este dissipador, quando equipado com a ventoinha *SKF 3-230-01*, apresenta uma resistência térmica (R_{thha}) de 0,0847 K/W [110].



Figura 5.5 – Dissipador *KL-285 (P3/300)* (Fonte: *Semikron*).

Para reduzir o *ripple* da corrente injetada nas baterias foram utilizados dois condensadores eletrolíticos, modelo *40/085/56* da *Vishay* (Figura 5.6). Cada um destes condensadores possui uma capacidade de 2200 μF e aguentam uma tensão máxima de 250 V. Os dois condensadores foram associados em paralelo de forma a obter uma capacidade total de 4400 μF .



Figura 5.6 – Condensador eletrolítico do modelo *40/085/56* da *Vishay*.

Já para reduzir o *ripple* da corrente do LAT, devido às especificidades da tensão, espaço disponível, capacidade pretendida e material existente no Laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, foi necessário fazer a associação de quatro condensadores do modelo *3625P* da *Mouser*. Cada um destes condensadores possui uma capacidade de 560 μF e aguentam uma tensão máxima de 450 V. Os quatro condensadores foram associados de forma a que o conjunto possua uma capacidade de 560 μF e aguentem uma tensão máxima de 900 V. Na Figura 5.7

apresenta-se o *layout* desenvolvido em *PADS* da placa de circuito impresso para os condensadores. Como se pode ver pela figura, a placa está também preparada para duas resistências de equalização da tensão dos condensadores.

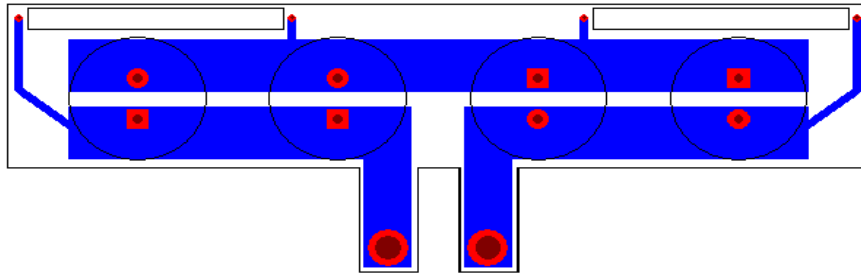


Figura 5.7 – *Layout* desenvolvido em *PADS* da placa de condensadores.

Na Figura 5.8 apresenta-se a placa de condensadores desenvolvida para o LAT. Esta placa possui um *design* que permite que a sua ligação seja feita diretamente a um dos módulos de IGBTs.

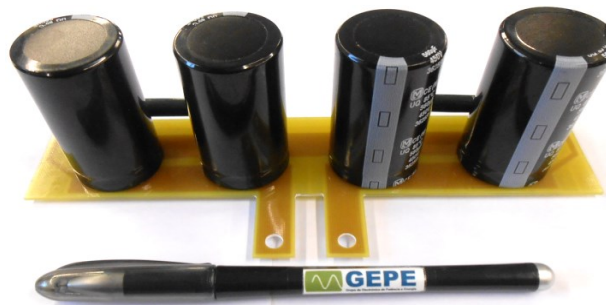


Figura 5.8 – Placa de condensadores para o LAT.

De forma a proteger os IGBTs das variações da tensão e corrente nas comutações, é normalmente aconselhável a utilização de circuitos de *snubber*, que podem ser um simples condensador. Neste caso, foi utilizado um condensador em paralelo com cada um dos braços do conversor. Na Figura 5.9 apresenta-se um dos quatro condensadores utilizados como *snubber*. Trata-se de um condensador de polipropileno de 2200 μF , modelo *B32656S105K564* da *Epcos*. Este condensador suporta uma tensão máxima de 1000 V, superior à tensão nominal do LAT (800 V). De referir ainda que, para este tipo de aplicações os condensadores de polipropileno são os mais indicados pois são os que aguentam um dv/dt mais elevado.



Figura 5.9 – Condensador de polipropileno, modelo *B32656S105K564* da *Epcos*.

Para efetuar o disparo dos IGBTs, de acordo com a ordem do microcontrolador, foram escolhidos *drivers* da *SEMIKRON*, modelo *SKHI 22 AH4R* (Figura 5.10). Nessa escolha pesou essencialmente o facto de possuírem isolamento galvânico entre o primário e o secundário, mecanismos de supressão de ruído (sinais de comando com tempo inferior a 500 ns) e inclusão automática de tempo de *deadtime* (podendo optar-se entre 3,25 μ s e 4 μ s) [111]. Cada um destes *drivers* é capaz de controlar dois IGBTs, sendo por isso necessárias apenas quatro unidades. Estes *drivers* aguentam tensões até 1700 V e são capazes de fornecer uma corrente de *gate* até 8 A [111]. O sinal de entrada para os *drivers* funciona em lógica CMOS de 15 V, já na saída os *drivers* aplicam aos IGBTs um sinal de -7,5 V para abrir e um sinal de 15 V para fechar. Assim, tendo em conta que o microcontrolador utilizado apresenta um sinal de saída de PWM em lógica TTL de 3,3 V, e também por motivos de segurança, o sinal de entrada dos *drivers* é assegurado por uma placa de comando, explicada na secção 5.3.5.



Figura 5.10 – Placa de adaptação do *driver SKHI 22 AH4R*.

Na Figura 5.10 apresenta-se a placa desenvolvida no Laboratório do GEPE que permite utilizar o *driver* de forma simples. Esta placa possui uma ficha *DB9*, que permite que a alimentação e os sinais de comando cheguem ao *driver*, e duas fichas do tipo *header*, que permitem aplicar os pulsos de comando aos dois IGBTs.

Por recomendação do fabricante dos IGBTs (*SEMIKRON*), deve ainda ser utilizado um circuito de proteção de *gate* entre a placa de *driver* e os IGBTs, que pode ser visto na Figura 5.11. Este circuito tem como objetivo proteger os IGBTs contra picos de tensão, e ao mesmo tempo impedir que ocorram comutações indesejadas [112].

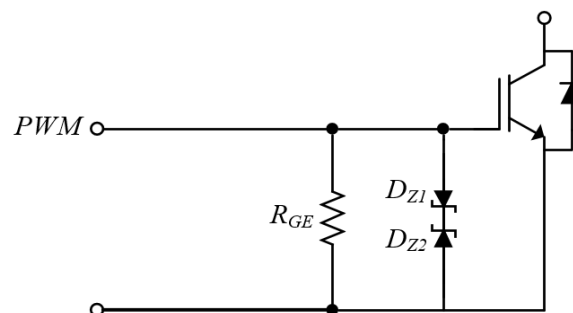


Figura 5.11 – Circuito de proteção de *gate* dos IGBTs.

Na Figura 5.12 apresenta-se a placa de proteção de *gate* desenvolvida no Laboratório do GEPE. Como se pode concluir pela figura, cada placa tem como função a proteção de um módulo de IGBTs, ou seja dois IGBTs. A placa encaixa diretamente no módulo dos IGBTs através dos quatro furos metalizados existentes na extremidade, enquanto a ligação com a placa de *driver* é feita através dos dois conectores com parafuso.



Figura 5.12 – Placa de proteção de *gate* para um módulo de IGBTs.

Escolhidos todos os elementos do conversor a construir, foi mais uma vez utilizada a ferramenta computacional *Microsoft Visio* para estudar a melhor forma de os ligar e acondicionar. Na Figura 5.13 apresenta-se o desenho final da estrutura do conversor CC-CC *dual-active-bridge*. No desenho apresentado não estão representadas as placas de *driver* nem as de proteção de *gate* porque os seus posicionamentos não interferem com a localização dos restantes elementos. As placas de *driver* ficam situadas na parte lateral do dissipador (perpendicularmente ao módulo de IGBTs a que se destina), enquanto as placas de proteção de *driver* são fixadas diretamente aos módulos de IGBTs.

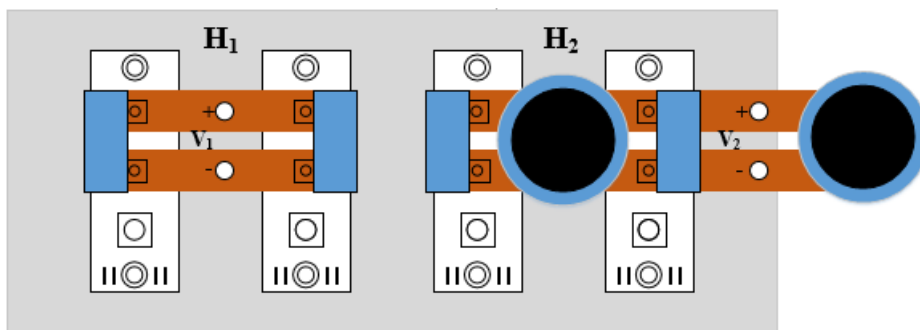
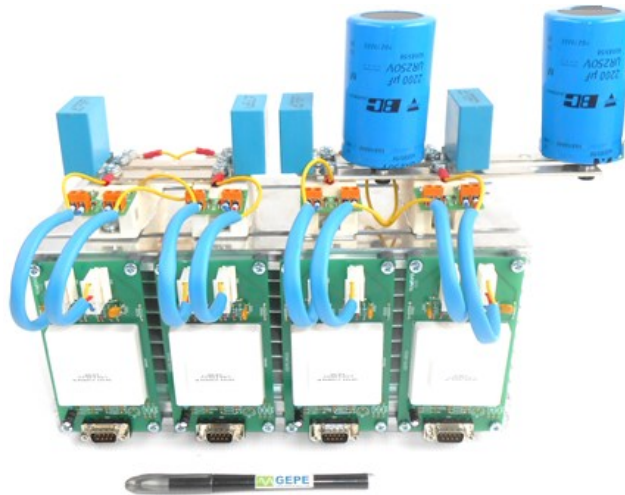


Figura 5.13 – Desenho da estrutura do conversor CC-CC *dual-active-bridge*.

Na Figura 5.14 apresenta-se o conversor CC-CC *dual active bridge* construído. Devido ao estudo da disposição dos componentes efetuado no *Microsoft Visio*, uma vez que teve em consideração as dimensões reais dos componentes, a construção do conversor tornou-se uma tarefa relativamente simples. Para efetuar as ligações entre os IGBTs de módulos diferentes foram utilizadas barras de cobre de 15 mm de largura e 3 mm de espessura.

Figura 5.14 – Conversor CC-CC *dual active bridge* construído.

5.2.3. Projeto do Transformador de Alta-Frequência

Como já foi introduzido anteriormente, o conversor IBDC implementado necessita de um transformador de alta-frequência. No projeto do transformador deve ser tido em consideração que, como já foi referido, as técnicas de controlo *phase shift* são tanto mais eficientes quanto mais próximas forem as tensões V_1 e nV_2 . Tendo em conta a gama de valores de tensões e correntes de operação do conversor e também a técnica de controlo utilizada (ODPS), conclui-se que o transformador terá as características evidenciadas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Características nominais do transformador de alta-frequência.

Tensão eficaz máxima no LAT (V_1)	800 V
Tensão eficaz máxima no LBT (V_2)	114,3 V
Corrente eficaz máxima no LAT (I_1)	5 A
Corrente eficaz máxima no LBT (I_2)	35 A
Relação de espiras (n_1/n_2)	7
Frequência de comutação (f_c)	20 kHz

5.2.3.1. Dimensionamento e Desenvolvimento do Transformador

Para que seja possível a construção de um transformador é necessário determinar o número de espiras e a secção do fio de cada enrolamento. O número de espiras necessárias para cada enrolamento depende do material e da área efetiva do núcleo, do valor de tensão e da frequência. Tendo em conta a aplicação em causa, um sistema *Load-Shift*, a dimensão do transformador de alta-frequência não é muito condicionante. Assim sendo, e devido à

existência no Laboratório do GEPE de núcleos de ferrite *UF120/80/40* do fabricante *IFCORES*, optou-se por utilizar dois destes núcleos na construção do transformador. Apesar destes núcleos não serem os mais apropriados, cumprem com os requisitos necessários, e daí a sua adoção. Na Figura 5.15 apresenta-se uma fotografia dos dois núcleos utilizados na construção do transformador.

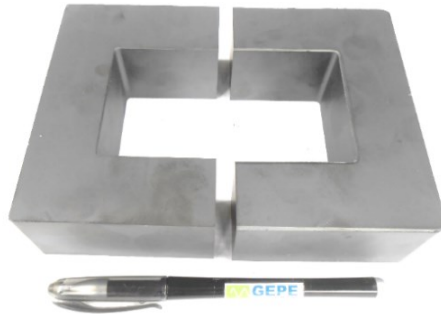


Figura 5.15 – Núcleos de ferrite *UF120/80/40* utilizados na construção do transformador de alta-frequência.

Como já foi referido anteriormente, a seleção destes núcleos deveu-se sobretudo à sua existência no Laboratório do GEPE. No entanto, estes núcleos são mais indicados para aplicações de maior potência, o que poderá prejudicar o rendimento do transformador na aplicação em causa. Assim, com o objetivo de minimizar o comprimento magnético e o volume efetivo, em vez de se unirem os núcleos com a disposição apresentada na Figura 5.15, foi utilizada a disposição apresentada na Figura 5.16.

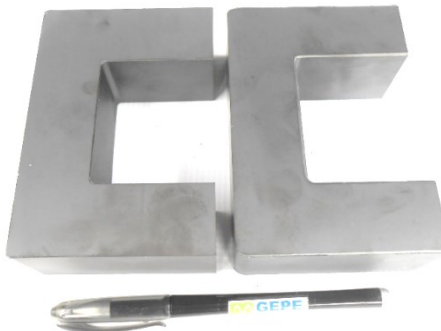


Figura 5.16 – Núcleos de ferrite *UF120/80/40* utilizados na construção do transformador de alta-frequência, dispostos de forma a reduzir o comprimento magnético e o volume efetivo do núcleo.

Na Tabela 5.3 podem ser vistas as principais características dos dois núcleos *UF120/80/40*. No entanto, deve ter-se em atenção que essa informação apenas é válida para os núcleos unidos de acordo com a disposição apresentada na Figura 5.16. Todas as características são apresentadas na unidade principal referente, com o objetivo de tornar mais claros os cálculos efetuados para o dimensionamento do transformador de alta-frequência.

Tabela 5.3 – Características resultantes da utilização de dois núcleos *UF120/80/40* do fabricante *IFCORES*.

Comprimento efetivo	l_e	0,44 m
Comprimento por volta do condutor	MLT	0,14 m
Área efetiva	A_e	0,0012 m ²
Volume efetivo	V_e	0,000528 m ³
Fator de indutância	Al	0,000007 H/N ²
Massa	M	2534 g
Área da janela	W_A	0,0026 m ²

As perdas de um transformador podem ser divididas em dois tipos distintos: perdas no cobre e perdas no ferro. As perdas no cobre devem-se à resistência interna dos enrolamentos do transformador, e por isso serão tanto menores quanto menor for o comprimento do condutor utilizado e menor for a corrente que os percorre. Já as perdas no ferro acontecem no circuito magnético devido a dois fenómenos diferentes: utilização de um circuito magnético não linear (p. ex. materiais ferromagnéticos) que causam perdas por histerese, e utilização de circuitos magnéticos condutores (p. ex. materiais ferromagnéticos) que causam perdas por correntes parasitas. As perdas no ferro podem ser diminuídas aumentando o número de espiras dos enrolamentos, diminuindo assim a densidade de fluxo magnético do núcleo e consequentemente o ciclo de histerese. No entanto, deve ter-se em atenção que ao aumentar o comprimento do condutor, com o intuito de aumentar o número de espiras para diminuir as perdas no ferro, as perdas no cobre irão aumentar. Por outro lado, ao diminuir o número de espiras para diminuir as perdas no cobre leva a que as perdas no ferro aumentem.

No dimensionamento do transformador o principal objetivo é minimizar ao máximo as perdas totais do transformador e para isso torna-se necessário determinar o ponto ótimo da soma de ambas as perdas [63]. As perdas no cobre e as perdas no ferro dependem do valor da variação da densidade de fluxo (ΔB), como se pode ver na Figura 5.17.

De forma a facilitar o projeto do transformador, foi desenvolvida uma folha de cálculo para tornar o processo mais iterativo. De seguida são referidos todos os cálculos e raciocínios seguidos para dimensionar o transformador de alta-frequência, de acordo com as recomendações apresentadas em [63], [111]. Para chegar ao valor ótimo de ΔB partiu-se da equação (5.1), onde ρ é a resistividade do fio (que no fio de cobre é de

$1,72 \times 10^{-8} \Omega m$), λ_l corresponde à área de um semiciclo da tensão no primário, I_t corresponde à corrente total refletida ao lado de maior tensão, MLT é o valor do comprimento por cada volta ao núcleo, K_u é o fator de preenchimento do núcleo, W_A é a área em vazio formada pela junção dos dois núcleos, A_e é a área efetiva do núcleo, l_e é o comprimento efetivo do núcleo, β representa o expoente de perda do núcleo (que em materiais de ferrite é de 2,6) e K_{fe} representa o coeficiente de perda do núcleo.

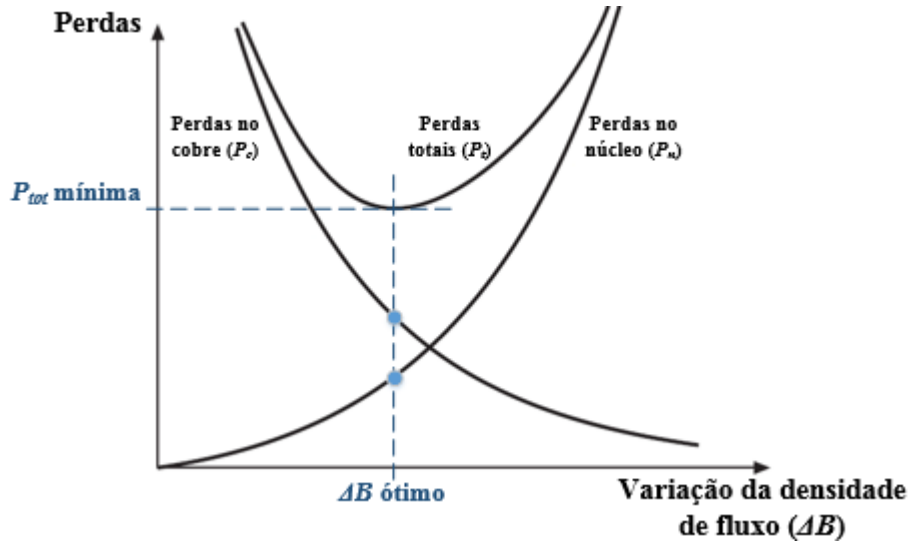


Figura 5.17 – Dependência das perdas no cobre (P_c), das perdas no núcleo (P_n) e das perdas totais (P_t) da variação da densidade de fluxo (ΔB).

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda_1 I_t MLT}{2 K_u W_A A_e l_e \beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (5.1)$$

Os valores de MLT , W_A , A_e e l_e são características referentes ao núcleo utilizado e por isso são fornecidos pela Tabela 5.3. Já o valor I_t pode ser obtido pela equação (5.2), onde I_1 e I_2 representam o valor eficaz das correntes no lado de maior tensão e do lado de menor tensão, respetivamente, e n é a relação de espiras do transformador, que pode ser calculada pela equação (3.4). Assim, tendo em conta os valores apresentados na Tabela 5.2, chega-se à conclusão que o valor de I_t é de 10 A.

$$I_t = I_1 + \frac{I_2}{n} \quad (5.2)$$

Pela equação (5.3), onde D é o *duty-cycle* da forma de onda da tensão do lado de maior tensão (V_l), pode-se concluir que neste caso o valor de λ_l é de 0,02 Vs. Por último, os valores de K_u e K_{fe} foram alvos de uma pesquisa com o objetivo de se obter os valores mais aproximados da realidade, chegando-se à conclusão que, neste caso, na prática teremos um K_u de 0,3 e um K_{fe} de $200000 \text{ W/m}^3 \text{T}^\beta$. Conhecidos todos os valores

necessários, determina-se então que, neste caso, o valor da soma das perdas no cobre e das perdas no núcleo será mínimo com ΔB igual a 0,15 T.

$$\lambda_1 = D T_S V_1 \quad (5.3)$$

Como já foi referido anteriormente, antes de se construir um transformador é necessário determinar o número de espiras de cada um dos enrolamentos. O número de espiras do enrolamento do LAT (n_1) é dado pela equação (5.4) Uma vez que todas as variáveis necessárias já foram determinadas anteriormente, é fácil concluir que no LAT do transformador devem ser enroladas 56 espiras.

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \Delta B A_e} \quad (5.4)$$

Determinado o número de espiras do LAT, torna-se evidente que para se obter uma relação de transformação de 7 devem ser enroladas seis espiras no enrolamento do LBT.

Por fim, é necessário determinar a secção do fio de cobre de cada um dos enrolamentos. Tendo como base uma pesquisa elaborada, chegou-se à conclusão que uma secção 0.333 mm²/A é a mais adequada para a aplicação em causa. Assim, como os enrolamentos são percorridos por correntes relativamente elevadas, os condutores utilizados têm de ter secções bastante significativas, pondo em causa a sua flexibilidade. De forma a aumentar a flexibilidade dos cabos e a reduzir o efeito pelicular, ao invés de um único fio, foram utilizados vários fios de cobre com secção de 0,159 mm² em paralelo. Na Tabela 5.4 apresenta-se o número de espiras de cada enrolamento, bem como a sua secção e número de fios necessários tendo em conta a corrente máxima de cada um.

Tabela 5.4 – Dados práticos de cada um dos enrolamentos do transformador.

	Corrente máxima	Número de espiras	Secção necessária	Número de fios em paralelo
Enrolamento do LAT	5 A	56	1,67 mm ²	11
Enrolamento do LBT	35 A	8	11,67 mm ²	72

Na Figura 5.18 (a) apresenta-se a ferramenta desenvolvida e posteriormente utilizada para entrançar os fios de cada um dos enrolamentos do transformador. A necessidade da elaboração desta ferramenta surgiu da dificuldade sentida no entrançamento dos fios de cada um dos enrolamentos de forma uniforme e consistente.

Esta ferramenta, após acoplada a um berbequim como mostra a Figura 5.18 (b), permite entrançar um máximo de setenta e dois fios de forma praticamente uniforme.



Figura 5.18 – Ferramenta utilizada para o entrançamento dos fios dos enrolamentos do transformador:
(a) Ferramenta desenvolvida; (b) Ferramenta desenvolvida acoplada a um berbequim.

Na Figura 5.19 apresenta-se uma fotografia do transformador de alta-frequência construído. Como se pode observar nessa mesma fotografia, foi necessária ainda a utilização de um suporte com o objetivo de garantir a fixação dos dois núcleos na posição correta. Tendo em conta a aplicação em causa, todos os elementos utilizados na estrutura desenvolvida são isolantes elétricos e não magnéticos. A estrutura desenvolvida é constituída por: duas peças de policarbonato, seis varões roscados de *nylon* e doze porcas também elas em *nylon*. De forma a reforçar o isolamento dos enrolamentos, todos os condutores foram envolvidos com fita isoladora específica para bobinagens.

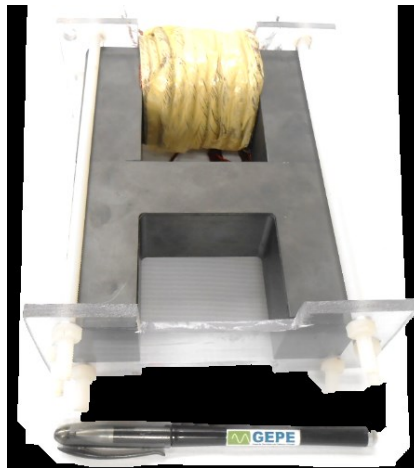


Figura 5.19 – Transformador de alta-frequência construído.

5.2.3.2. Ensaios ao transformador construído

Após a construção de um transformador é essencial fazerem-se ensaios ao mesmo para que seja verificado o bom funcionamento e também para possibilitar a determinação do seu circuito equivalente. Com o intuito de determinar o circuito equivalente de um transformador são, normalmente, feitos dois ensaios distintos: ensaio em vazio e ensaio

em curto-circuito. O ensaio em vazio permite ainda verificar se a relação de transformação é a pretendida.

O ensaio em vazio consiste na medição da corrente e da potência consumida por um dos enrolamentos alimentado à tensão nominal, enquanto o outro enrolamento é mantido em aberto (Figura 5.20 (a)). O enrolamento que normalmente se escolhe para ser alimentado por tensão nominal é o de menor tensão nominal, neste caso o do LBT, porque desse modo a tensão alternada necessária será menor.

Na Figura 5.20 (b) apresenta-se uma fotografia da bancada de ensaios aquando da elaboração do ensaio em vazio ao transformador. Neste ensaio foram utilizados: um gerador de sinais (1), um wattímetro de precisão (2), um amplificador linear (3), uma fonte de alimentação (4), um osciloscópio digital (5), uma pinça de corrente (6) e o transformador de alta-frequência desenvolvido (7).

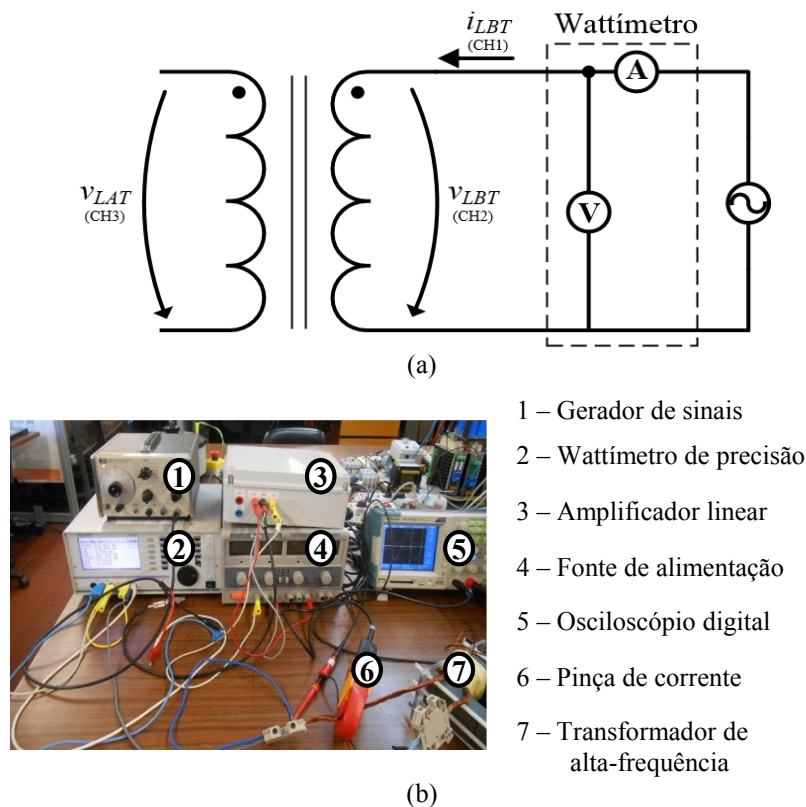


Figura 5.20 – Ensaio em vazio ao transformador, pelo LBT:
(a) Esquema de ligação; (b) Montagem efetuada.

Como foi referido anteriormente, no ensaio em vazio um dos enrolamentos do transformador deve ser alimentado com tensão nominal. No entanto, o gerador existente no Laboratório do GEPE fornece uma tensão máxima de apenas 6 V, muito longe dos 115 V pretendidos. Não existindo outra possibilidade, foram feitos vários ensaios, com tensões de alimentação distintas, de forma a comprovar a linearidade do transformador. Como se pode ver na Figura 5.21, o transformador desenvolvido apresenta um

comportamento praticamente linear. Sendo assim, assume-se que o comportamento do transformador quando alimentado por 115 V será semelhante ao de quando alimentado por 6 V, não existindo no entanto qualquer certeza desse facto.

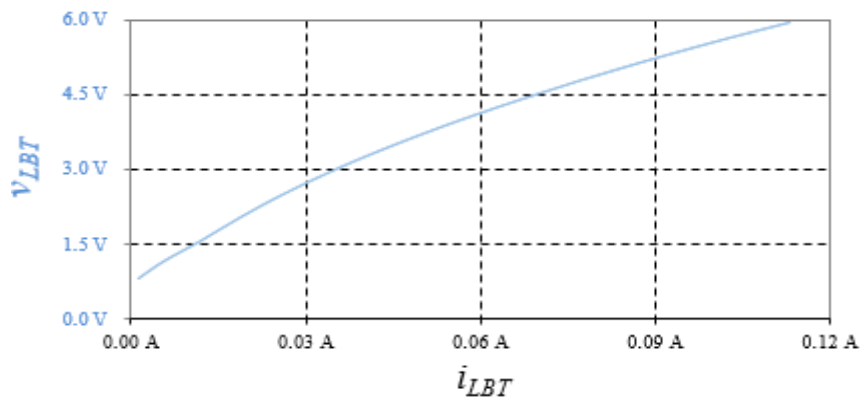


Figura 5.21 – Relação entre os valores de tensão e corrente no transformador, durante o ensaio em vazio pelo LBT.

A Figura 5.22 comprova que a relação de transformação corresponde à projetada, ou seja, a tensão do LAT é sempre maior aproximadamente sete vezes em relação à tensão do LBT.

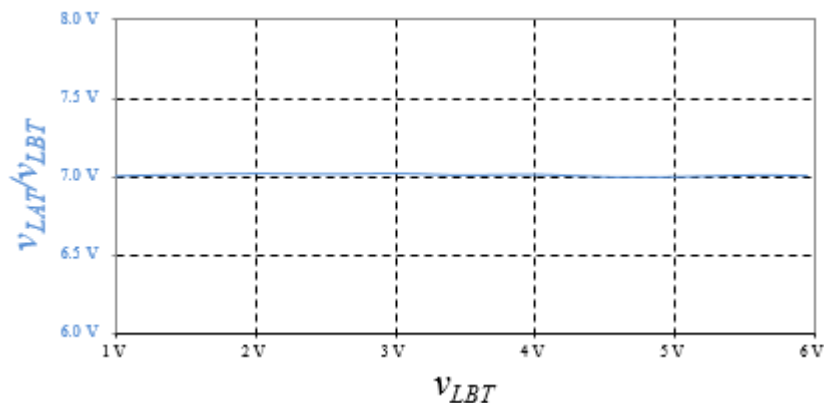


Figura 5.22 – Relação de transformação do transformador com várias tensões de alimentação.

Na Figura 5.23 apresentam-se as formas de onda da tensão e corrente no LBT do transformador e da tensão do LAT, com o transformador a ser alimentado com uma tensão de aproximadamente 6 V pelo LBT.

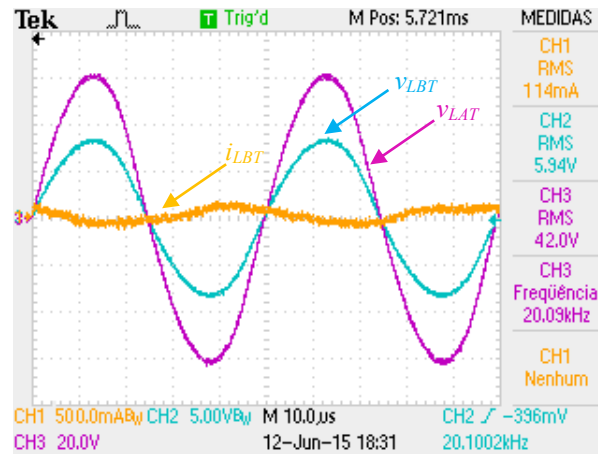


Figura 5.23 – Formas de onda da corrente do LBT (CH1: 500 mA/div), da tensão do LBT (CH2: 5 V/div) e da tensão do LAT (CH3: 20 V/div) do transformador construído (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

A Tabela 5.5 apresenta os valores eficazes da potência ativa, da corrente e da tensão no transformador durante o ensaio em vazio pelo LBT.

Tabela 5.5 – Valores obtidos pelo ensaio em vazio pelo LBT.

Tensão (v_{LBT})	Corrente (i_{LBT})	Potência (P_{LBT})
5,941 V	113 mA	567,83 mW

O ensaio em curto-circuito consiste na medição da corrente e da potência consumida por um dos enrolamentos alimentado à corrente nominal, enquanto o outro enrolamento é curto-circuitado (Figura 5.24 (a)). O enrolamento que normalmente se escolhe para ser alimentado por corrente nominal é o de menor corrente nominal, neste caso o do LAT, porque desse modo a corrente alternada necessária será menor.

Na Figura 5.24 (b) apresenta-se uma fotografia da bancada de ensaios aquando da elaboração do ensaio em curto-circuito ao transformador. Como aconteceu no ensaio em vazio, foram utilizados: um gerador de sinais (1), um wattímetro de precisão (2), um amplificar linear (3), uma fonte de alimentação (4), um osciloscópio digital (5), uma pinça de corrente (6) e o transformador de alta-frequência desenvolvido (7).

Mais uma vez, devido às limitações dos equipamentos existentes no Laboratório do GEPE, não foi possível obter os valores de alimentação pretendidos, que seria de 5 A (corrente nominal do LAT). Seguindo a mesma estratégia utilizada no ensaio em vazio foi testada a relação de linearidade entre a corrente e a tensão no transformador. A Figura 5.25 comprova que o transformador apresenta um comportamento praticamente linear, pelo menos até ao valor limite dos instrumentos utilizados (1,2 A).

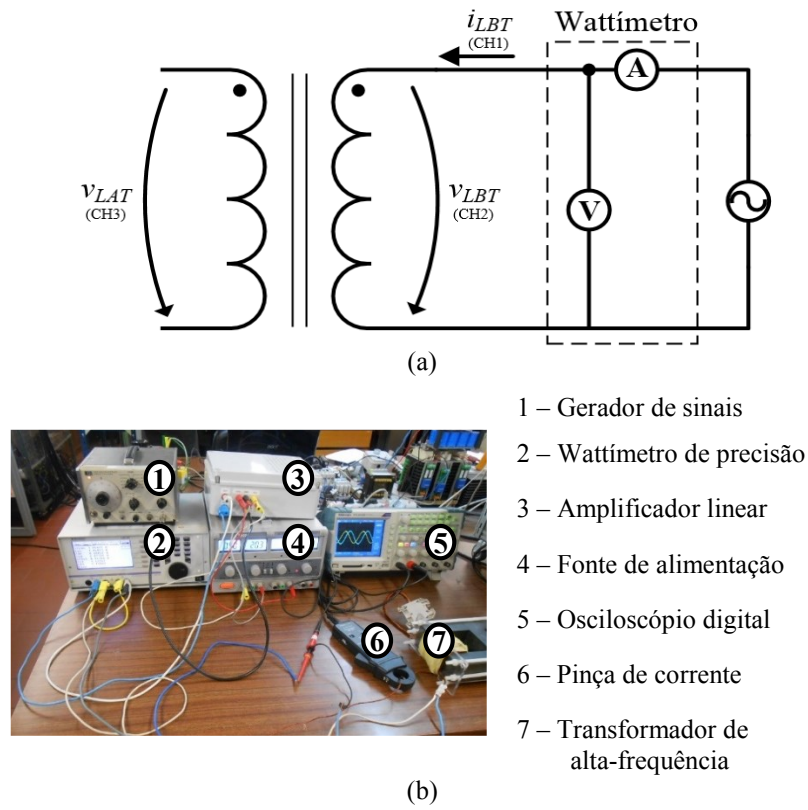


Figura 5.24 – Ensaio em curto-circuito ao transformador, pelo LAT:
(a) Esquema de ligação; (b) Montagem efetuada.

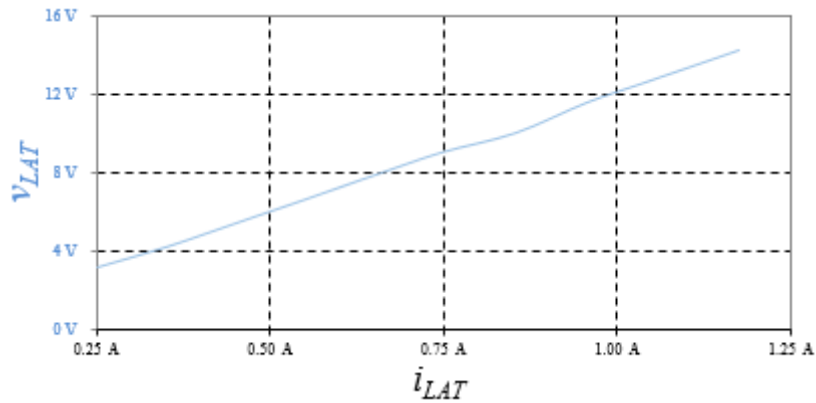


Figura 5.25 – Relação entre os valores de tensão e corrente no transformador, durante o ensaio em curto-circuito pelo LAT.

Na Figura 5.26 apresentam-se as formas de onda da tensão e corrente no LAT do transformador, com o transformador a ser alimentado com uma corrente eficaz de aproximadamente 1 A pelo LAT.

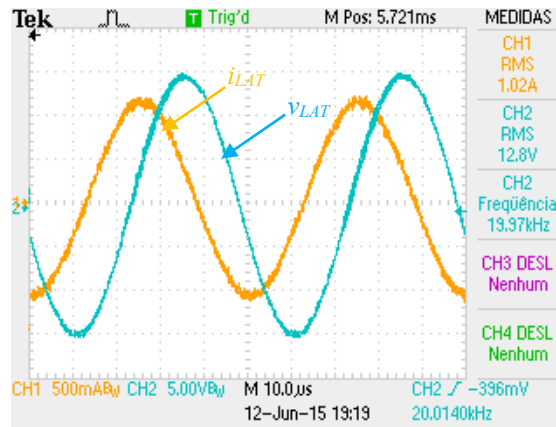


Figura 5.26 – Formas de onda da corrente do LAT (CH1: 500 mA/div), da tensão do LAT (CH2: 5 V/div) do transformador construído (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

A Tabela 5.6 apresenta os valores eficazes da potência ativa, da corrente e da tensão consumidos pelo transformador, durante o ensaio em curto-circuito pelo LAT.

Tabela 5.6 – Valores obtidos pelo ensaio em curto-circuito pelo LAT.

Tensão (V_I)	Corrente (I_I)	Potência (P_I)
12,68 V	1,045 A	692,8 mW

5.2.3.3. Determinação do circuito equivalente do transformador construído

O conhecimento do circuito equivalente de um transformador é essencial para que seja possível prever o seu comportamento num determinado contexto, bem como a influência que as suas características podem ter no circuito em que estará inserido. De forma a simplificar e uniformizar os conhecimentos descritos em seguida, todos os parâmetros referentes ao lado de mais alta tensão (LAT) do transformador têm a nomenclatura “1” enquanto que os parâmetros referentes ao lado de mais baixa tensão (LBT) do transformador têm a nomenclatura “2”.

Assumindo-se algumas simplificações, segundo [114], o circuito equivalente de um transformador pode ser representado pela Figura 5.27, onde R_{1l} e R_{12} representam a resistência de cada um dos enrolamentos, jX_{1l} e jX_{12} representam a reactância indutiva de dispersão de cada um dos enrolamentos, $jX_{m1'}$ e $R_{f1'}$ correspondem, respetivamente, à reactância indutiva de magnetização e à resistência do circuito magnético do transformador visto pelo LAT. A determinação do circuito equivalente do transformador pode ser dividida em duas fases distintas, determinação dos parâmetros em série (R_{1l} , jX_{1l} , R_{12} e jX_{12}) e determinação dos parâmetros em paralelo ($jX_{m1'}$ e $R_{f1'}$). Por sua vez, cada uma dessas fases é baseada num dos ensaios anteriormente efetuados, o ensaio em vazio e o ensaio em curto-circuito.

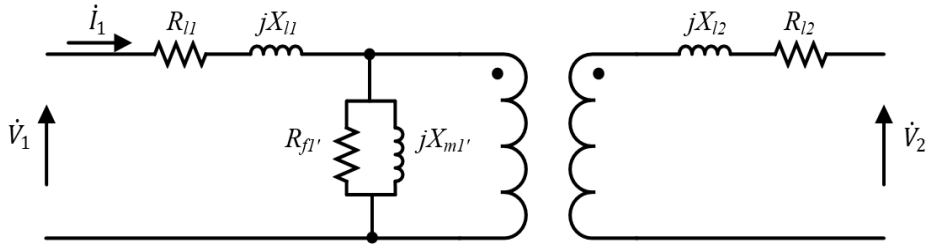


Figura 5.27 – Circuito equivalente de um transformador de dois enrolamentos.

No ensaio em vazio, uma vez que o LAT fica em aberto, o circuito equivalente do transformador pode ser representado pela Figura 5.28 (a), onde R_{f2}' representa a resistência do circuito magnético e jX_{m2}' a reactância indutiva de magnetização vistas pelo LBT do transformador. No entanto, uma vez que os valores de R_{l1} e jX_{l1} são muito inferiores aos de R_{f2}' e jX_{m2}' , podem ser desprezados, podendo assim assumir-se o circuito equivalente representado pela Figura 5.28 (b).

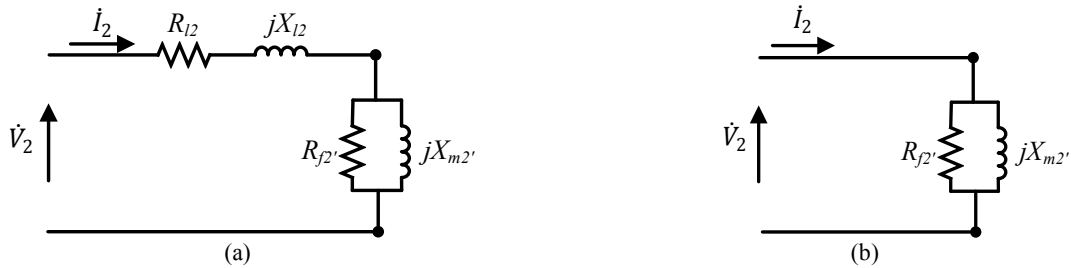


Figura 5.28 – Circuito equivalente do transformador durante o ensaio em vazio: (a) Com todos os parâmetros do modelo equivalente; (b) Modelo equivalente simplificado.

Partindo da Figura 5.28 (b) e recorrendo à Tabela 5.5, que contém os valores dos resultados do ensaio em vazio pelo LBT, torna-se fácil calcular os valores de R_{f2}' e jX_{m2}' do transformador desenvolvido. Na Tabela 5.7 apresentam-se os valores da reactância indutiva de magnetização e da resistência do circuito magnético do transformador, vistas pelo LBT (R_{f2}' e jX_{m2}') e pelo LAT (R_{f1}' e jX_{m1}').

Tabela 5.7 – Valores calculados das resistências e reactâncias de magnetização do transformador.

Visto pelo LBT		Visto pelo LAT	
R_{f2}'	jX_{m2}'	R_{f1}'	jX_{m1}'
62,19 Ω	98,41 Ω	3047,54 Ω	4822,09 Ω

No ensaio em curto-circuito, uma vez que o LBT ficou curto-circuitado, e refletindo R_{l2} e jX_{l2} para o LAT, o circuito equivalente do transformador pode ser representado pela Figura 5.29 (a), onde R_{f1}' e jX_{m1}' correspondem aos valores da resistência do circuito magnético e da reactância de magnetização vistas pelo LAT do transformador. No

entanto, uma vez que os valores de R_{l2} e jX_{l2} refletidos ao LAT são muito superiores aos de $R_{f1'}$ e $jX_{m1'}$ e aplicando a equação (5.5), pode assumir-se o circuito equivalente simplificado, representado pela Figura 5.29 (b), onde $R_{l1'}$ representa a resistência total dos dois enrolamentos vista pelo LAT, e $jX_{l1'}$ representa a reactância indutiva de dispersão total dos dois enrolamentos vista pelo LAT.

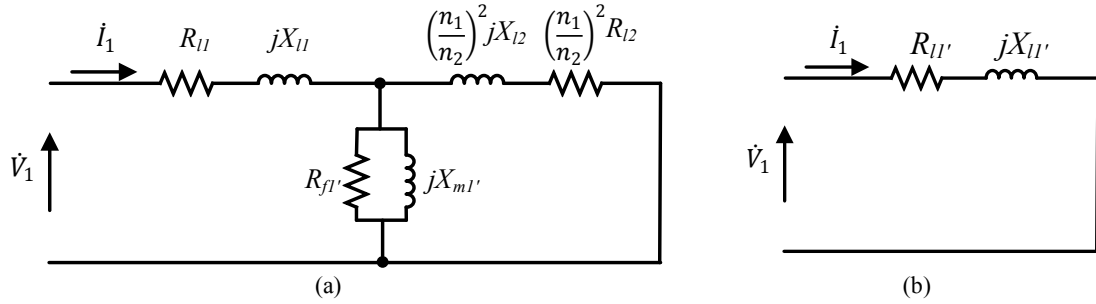


Figura 5.29 – Circuito equivalente do transformador durante o ensaio em curto-circuito: (a) Com todos os parâmetros do modelo equivalente; (b) Modelo equivalente simplificado.

$$R_{l1'} = R_{l1} + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_{l2} \quad (5.5)$$

Partindo da Figura 5.29 (b) e recorrendo à Tabela 5.6, que contém os resultados do ensaio em curto-circuito ao transformador pelo LAT, torna-se fácil calcular os valores de $R_{l1'}$ e $jX_{l1'}$ do transformador desenvolvido. Determinados os valores de $R_{l1'}$ e $jX_{l1'}$, a partir da equação (5.5) pode determinar-se os valores de R_{l1} , jX_{l1} , R_{l2} e jX_{l2} . Na Tabela 5.8 apresentam-se os valores da resistência total dos dois enrolamentos vista pelo LAT ($R_{l1'}$), da reactância de dispersão total dos dois enrolamentos vista pelo LAT ($jX_{l1'}$), da resistência de cada um dos enrolamentos (R_{l1} e R_{l2}) e da reactância de dispersão de cada um dos enrolamentos (jX_{l1} e jX_{l2}).

Tabela 5.8 – Valores calculados das resistências e reactâncias de dispersão de cada um dos enrolamentos do transformador.

Valores totais vistos pelo LAT		Valores referentes ao LAT		Valores referentes ao LBT	
$R_{l1'}$	$jX_{l1'}$	R_{l1}	jX_{l1}	R_{l2}	jX_{l2}
634 mΩ	12,11 Ω	317,2 mΩ	6,06 Ω	6,473 mΩ	123,62 mΩ

Determinados todos os parâmetros, na Figura 5.30 apresenta-se o circuito equivalente do transformador de alta-frequência desenvolvido.

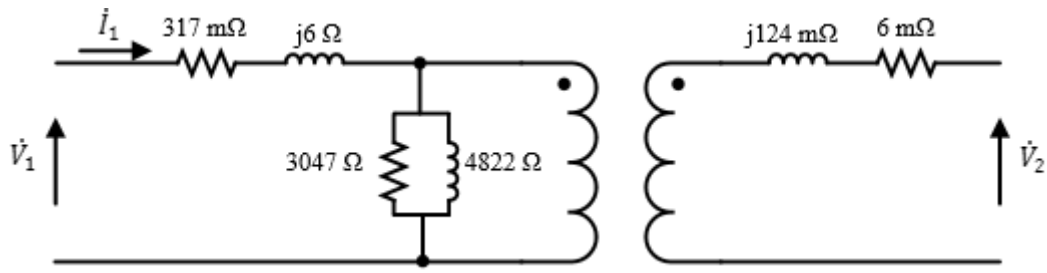


Figura 5.30 – Circuito equivalente do transformador de alta-frequência desenvolvido.

5.2.4. Projeto das Bobinas Auxiliares

Como já foi abordado no Capítulo 3 e Capítulo 4, o conversor DAB, para além dos oito *IGBTs* e de um transformador de alta-frequência, pode ainda necessitar de uma indutância auxiliar. A indutância auxiliar apenas tem de ser utilizada caso a reactância de dispersão do transformador não seja suficiente para limitar o valor de di/dt da corrente.

Determinado o circuito equivalente do transformador e sabendo-se que $X_{ll'}$ é de 12Ω , pela aplicação da equação (5.6) conclui-se que o valor da reactância de dispersão, do transformador desenvolvido, refletida ao LAT é de $96 \mu\text{H}$. No Capítulo 4 foi determinado que o valor de indutância total (L_{total}), quando utilizada a técnica ODPS, necessário para que seja retirado o melhor aproveitamento do conversor é de $583 \mu\text{H}$. Assim, sabendo-se o valor da indutância total necessária e o valor de reactância do transformador, através da equação (3.5) conclui-se que é necessário utilizar uma indutância auxiliar (L_{aux}) de $486 \mu\text{H}$.

$$X_l = 2\pi f L \quad (5.6)$$

Uma vez que se trata de um conversor bidirecional, na prática é normalmente aconselhável que o valor de indutância auxiliar necessário seja fisicamente repartido por duas bobinas, ficando cada uma delas em série com cada um dos enrolamentos do transformador. Assim sendo, o valor de indutância auxiliar necessário será repartido de igual forma pelas duas bobinas. Deve ter-se em atenção que uma vez que o cálculo da indutância auxiliar foi feito tendo em conta o valor refletido ao LAT do conversor, será utilizada uma indutância de $243 \mu\text{H}$ no LAT enquanto que a outra terá esse valor mas refletido ao LBT, ou seja $5 \mu\text{H}$. O valor eficaz da corrente nas bobinas é igual ao da corrente nos enrolamentos do transformador, 5 A no LAT e 35 A no LBT.

Na Figura 5.31 apresentam-se os núcleos de ferrite e os acessórios utilizados para a construção de cada uma das bobinas. Os núcleos de ferrite utilizados foram os *ETD 59/31/22* do fabricante EPCOS. Entre outras características, estes núcleos apresentam

uma densidade de fluxo de saturação (B_s) de 0,32 T e uma área efetiva (A_e) de $368 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ [115].



Figura 5.31 – Núcleos de ferrite ETD 59/31/22 e acessórios utilizados na construção de cada uma das bobinas.

À semelhança do dimensionamento do transformador, com o objetivo de tornar o processo de dimensionamento das bobinas mais iterativo foi desenvolvida uma folha de cálculo. Para além da folha de cálculo desenvolvida para o dimensionamento das bobinas foi ainda utilizado o programa “*Ferrite Magnetic Design Tool*” como ferramenta auxiliar. De seguida são referidos todos os cálculos e raciocínios seguidos para dimensionar as duas bobinas, sugeridos em [61], [110].

A partir da equação (5.7), onde L representa o valor de indutância pretendido, I_{max} a corrente máxima na indutância, B_{max} a densidade de fluxo máximo do núcleo e A_e a área efetiva do núcleo, é possível determinar o número de espiras (n) necessárias a cada indutância. Deve ter-se em atenção que o valor da densidade de fluxo máximo (B_{max}) deve ser inferior ao fluxo de saturação do núcleo (B_s).

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_e} \quad (5.7)$$

A equação (5.8) permite determinar o comprimento do entreferro ($l_{entreferro}$) que, como se pode ver, depende do valor de indutância (L), da permeabilidade magnética do vazio (μ_0), da corrente máxima na indutância (I_{max}), da densidade de fluxo máximo do núcleo (B_{max}) e da área efetiva do núcleo (A_e).

$$l_{entreferro} = \frac{L \mu_0 I_{max}}{A_e B_{max}^2} \quad (5.8)$$

A Tabela 5.9 apresenta o número de espiras, o comprimento de entreferro, a secção e número de fios condutores de cada enrolamento das bobinas auxiliares. Refira-se que, uma vez que a corrente de cada bobina é igual à corrente no respetivo enrolamento do transformador, os valores da secção e números de fios dos condutores das bobinas são

iguais aos já calculados para os enrolamentos do transformador. Para entrançar os fios do condutor de cada uma das bobinas foi mais uma vez utilizada a ferramenta desenvolvida para o efeito e já apresentada na Figura 5.18.

Tabela 5.9 – Dados práticos da construção de cada uma das bobinas auxiliares.

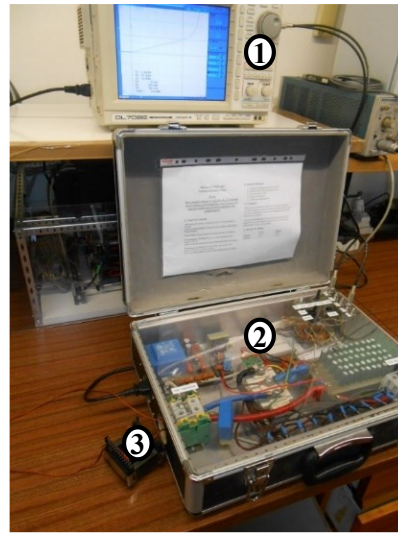
	Corrente máxima	Número de espiras	Comprimento do entreferro (<i>l_{entreferro}</i>)	Secção necessária	Número de fios
Bobina do LAT ($L_{aux1} = 243 \mu\text{H}$)	5 A	14	11 mm	1,67 mm ²	11
Bobina do LBT ($L_{aux2} = 5 \mu\text{H}$)	35 A	2	72 mm	11,67 mm ²	72

Na Figura 5.32 apresentam-se as duas bobinas com núcleos de ferrite contruídas para o conversor DAB, em (a) apresenta-se a bobina da ponte H_1 (L_{aux1}) e em (b) a bobina da ponte H_2 (L_{aux2}).



Figura 5.32 – Bobinas auxiliares construídas para o conversor DAB:
(a) Bobina auxiliar da ponte H_1 (L_{aux1}); (b) Bobina auxiliar da ponte H_2 (L_{aux2}).

Se a corrente que percorre a bobina provocar a saturação do núcleo o valor de indutância cai significativamente. Assim, é essencial que a corrente de saturação de cada uma das bobinas seja superior à corrente máxima que se espera que operem. Para verificar o valor da corrente de saturação das bobinas efetuou-se um ensaio, que consiste na aplicação de um degrau de tensão de duração controlada, através do “Testador de Bobinas” existente no Laboratório do GEPE. Este referido “Testador de Bobinas” é um equipamento desenvolvido no Laboratório do GEPE, fora do contexto deste trabalho, capaz de aplicar um degrau de tensão com uma corrente máxima limitada a 250 A, quando auxiliado por uma bateria externa. O degrau de tensão é conseguido à custa da comutação de um IGBT. Na Figura 5.33 apresenta-se a montagem utilizada no ensaio das bobinas, de que fizeram parte: um osciloscópio (1), um testador de bobinas (2) e as duas bobinas (3).



- 1 – Osciloscópio
- 2 – Testador de bobinas
- 3 – Bobina auxiliar da ponte H_I

Figura 5.33 – Montagem utilizada no teste efetuado às bobinas.

Na Figura 5.34 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente obtidas durante o teste efetuado para determinar a corrente de saturação da bobina L_{aux1} . Na mesma figura pode observar-se que a corrente de saturação desta bobina é de aproximadamente 7,2 A, valor a partir do qual a corrente começa a aumentar bruscamente devido à saturação do núcleo da bobina. Através da equação (5.9), e tendo em conta que a corrente é linear num intervalo de tempo (Δt) de 118,2 μs através de um degrau com valor médio de tensão (V_L) de 14,5 V, conclui-se que o valor real da indutância L_{aux1} é de 237,6 μH .

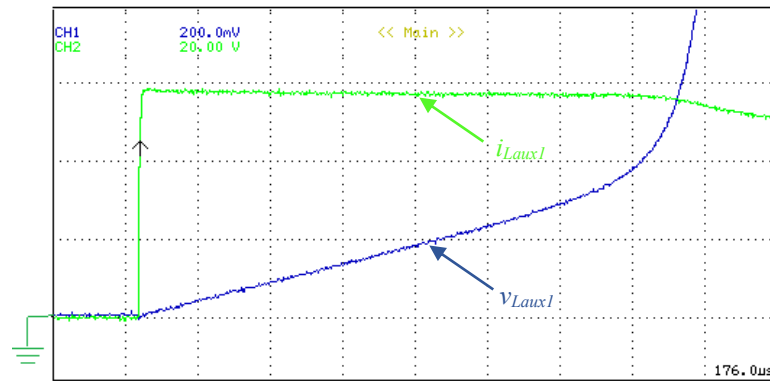


Figura 5.34 – Formas de onda da corrente (CH1: 5 A/div) e da tensão (CH2: 5 V/div) da bobina L_{aux1} durante o ensaio efetuado (escala de tempo de 20 μs /div).

$$L = \frac{V_L}{\Delta i} \Delta t \quad (5.9)$$

Na Figura 5.35 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente obtidas durante o teste efetuado para confirmar a corrente de saturação da bobina L_{aux2} . Na mesma figura pode observar-se que a corrente de saturação desta bobina é de aproximadamente 40 A. Seguindo o mesmo raciocínio anterior, através da equação (5.9) e tendo em conta

que a corrente é linear num intervalo de 19,6 μs durante um degrau com valor médio de tensão de 13,44 V, conclui-se que o valor real da bobina L_{aux2} é de 5,8 μH .

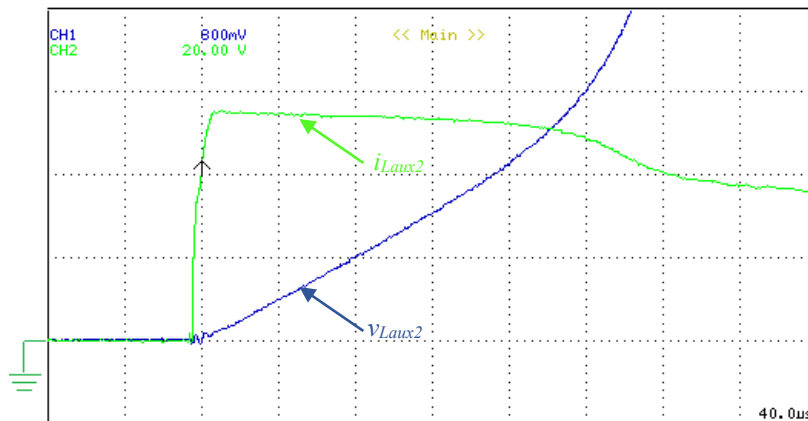


Figura 5.35 – Formas de onda da corrente (CH1: 20 A/div) e da tensão (CH2: 5 V/div) da bobina L_{aux2} durante o ensaio efetuado (escala de tempo de 5 μs /div).

Na Tabela 5.10 apresenta-se a comparação dos valores dimensionados e reais das duas bobinas. Como se pode verificar, em ambas as bobinas a diferença entre o valor pretendido e o valor obtido é mínimo, e por isso perfeitamente aceitável. Em relação às correntes de saturação de cada uma das bobinas também se conclui que se encontram dentro do planeado, apresentando mesmo uma margem razoável.

Tabela 5.10 – Comparação do valor calculado e do valor real de cada uma das bobinas.

	Valores dimensionados		Valores reais	
	Indutância	Corrente máxima	Indutância	Corrente máxima
L_{aux1}	243 μH	5 A	237,6 μH	7,2 A
L_{aux2}	5 μH	35 A	5,8 μH	40 A

5.3. Sistema de Controlo

Os elementos necessários para aplicar a estratégia de controlo pretendida, *dual phase shift*, são apresentados e descritos nos itens seguintes. Com o intuito de se acondicionar algumas das placas do sistema de controlo para que sejam sujeitas a um menor ruído eletromagnético, foi utilizado um *rack*. Tendo em conta que este trabalho foi desenvolvido em paralelo com o trabalho “Desenvolvimento de um Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional para um Sistema *Load-Shift*”, o *rack* foi desenvolvido de forma a possibilitar o acondicionamento das placas de controlo necessárias pelos dois trabalhos. Na Figura 5.36 apresenta-se o *rack* desenvolvido. Para além de reduzir o ruído

eletromagnético a que as placas estão sujeitas, o *rack* permite também que todas as placas estejam permanentemente organizadas e dispostas da forma mais conveniente. O *rack* desenvolvido contém os seguintes elementos: uma placa de adaptação da placa de controlo *TMDSCNCD28335* (1), duas placas de condicionamento de sinal (2), quatro placas de comando (3) e uma placa de relés (4). Para além destes elementos o sistema de controlo do sistema *Load-Shift* conta ainda com cinco sensores de corrente e cinco sensores de tensão.



- 1 – Placa de controlo TMDSCNCD28335
- 2 – Placa de acondicionamento de sinal
- 3 – Placa de comando
- 4 – Placa de relés
- 5 – Transformador de alimentação do DSP

Figura 5.36 – *Rack* desenvolvido para o acondicionamento de algumas das placas do sistema de controlo de todo o sistema *Load-Shift*.

Para alimentar as placas eletrônicas do sistema de controlo foi utilizada uma fonte já existente no Laboratório do GEPE, apresentada na (Figura 5.37), sendo ainda assim efetuadas algumas alterações organizacionais. Esta fonte disponibiliza níveis de tensão de ± 15 V e GND, e assegura uma corrente máxima de 1,5 A. Apesar de esta fonte ser capaz de alimentar todos os elementos do *rack* optou-se por não o fazer, alimentando-se por isso o DSP (*Digital Signal Processor*) à parte, de forma a preservar o seu isolamento.



Figura 5.37 – Fonte de alimentação usada para alimentar as placas eletrônicas do sistema de controlo.

Ao longo dos próximos itens são descritos todos os elementos que compõem o sistema de controlo.

5.3.1. DSP (*Digital Signal Processor*)

Para a gestão de todo o sistema de controlo foi utilizado um DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments*. Trata-se de um microcontrolador com uma unidade central de processamento (*Central Processing Unit* – CPU) de 32 bits e funciona com uma frequência de 150 MHz [116]. É ainda de realçar que se trata de um processador do tipo vírgula flutuante, o que o torna muito eficiente na realização de operações que envolvam números decimais. Este DSP possui dois ADCs (com oito canais cada) de 12 bits, três timers de 32 bits e doze saídas de PWM (sendo seis principais e seis complementares) [117].

Como já foi referido anteriormente, a unidade de controlo, incluindo o DSP, será compartilhada entre os dois sistemas. Uma vez que os dois trabalhos necessitam de um total de quatorze saídas de PWM (sete principais e sete complementares), as saídas de PWM disponíveis neste DSP não são suficientes. No entanto este DSP possui também seis ECAPs (*enhanced capture modules*) que permitem funcionar como saídas de PWM [117], concluindo-se por isso que possui recursos suficientes para a implementação da totalidade do sistema *Load-Shift*. Este trabalho apenas utiliza saídas de PWM, sendo que os ECAPs são utilizados no conversor CA-CC.

O DSP em questão está também comercialmente disponível já montado numa pequena placa de controlo (*TMDSCNCD28335*), apresentada na Figura 5.38 (a). Para além dessa placa, o *kit* inclui ainda uma *docking station* (*TMDSDOCK28335*), que possibilita as funções de *debug*, escrita e leitura das memórias através do ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio*, apresentada na Figura 5.38 (b). Esta placa conta com um emulador JTAG com interface USB do tipo XDS100v1.



Figura 5.38 – Elementos do controlo digital do sistema com um DSP- *TMS320F28335*:
(a) Placa de controlo *TMDSCNCD28335*; (b) *Docking station* *TMDSDOCK28335*.

5.3.2. Placa de Adaptação da Placa de Controlo TMDSCNCD28335

Na Figura 5.39 apresenta-se a placa desenvolvida no Laboratório do GEPE para permitir ligar os elementos de controlo ao DSP *TMS320F28335* de forma simples e de fácil acesso. Para fixar a placa *TMDSCNCD28335* a esta placa é utilizado um *socket* do tipo DIM de 100 pinos. Esta placa é alimentada com uma tensão constante de 5 V que

são assegurados por um transformador, como se pode ver na Figura 5.36, que a alimenta de forma independente com o objetivo de preservar o isolamento da alimentação do DSP.



Figura 5.39 – Placa de adaptação da placa de controlo *TMDSCNCD28335A*.

A *docking station* comunica com esta placa através de uma *flat cable* de quatorze pinos, usando o protocolo JTAG, sendo que ambas as placas estão equipadas com fichas desse tipo. Por sua vez, esta placa disponibiliza fácil acesso a todos os pinos de saída que o microcontrolador possui.

As saídas de PWM do DSP *TMS320F28335* estão também elas facilmente acessíveis nesta placa. Neste trabalho, como se verá mais à frente, os sinais de PWM provenientes do DSP não são aplicados diretamente aos circuitos de *driver* dos IGBTs. Foi também desenvolvida no Laboratório do GEPE uma placa de controlo que permite, entre outras coisas, adequar o sinal proveniente do DSP *TMS320F28335* (lógica TTL de 3,3 V) para o nível de tensão requerido pelos *drivers* utilizados (lógica CMOS de 15 V). Assim a presente placa comunica com cada uma das placas de comando através de uma *flat cable* de 10 pinos.

Como se verá mais à frente, neste trabalho foi utilizado um ADC externo devido às limitações apresentadas pelo ADC interno do DSP *TMS320F28335*. A ligação com a placa de ADC externo é assegurada através de um *flat cable* de 26 pinos.

Como se pode observar na Figura 5.39 esta placa possui ainda duas fichas *DB9*, sendo que uma delas permite ao DSP comunicar com uma placa de DAC (*Digital to Analog Converter*), enquanto a outra possibilita a realização de comunicação série RS232.

5.3.3. Sensores de Corrente e de Tensão

Como se concluiu no Capítulo 4, para implementar o algoritmo pretendido será necessário medir uma corrente e duas tensões. Para isso são necessários um sensor de corrente (i_2) e dois sensores de tensão (v_1 , v_2). A Tabela 5.11 apresenta a gama de valores que cada sensor terá de medir.

Tabela 5.11 – Gamas de leitura para os sensores de tensão e corrente necessários neste trabalho.

		Gama de valores a medir pelo sensor
Sensor de corrente	i_2	-40 A – 40 A
Sensores de tensão	v_1	0 V – 900 V
	v_2	0 V – 120 V

Tendo em conta as características da corrente a medir foi escolhido um sensor de efeito *Hall* da *LEM*, modelo *LA 100-P* (Figura 5.40). Este sensor permite medir correntes de -150 A a 150 A com uma precisão de 0,45%, quando alimentado a ± 15 V [103]. A corrente nominal do primário destes sensores é de 100 A, sendo que apresentam uma relação de transformação do primário para o secundário de 1:2000 [118]. De forma a obter a maior resolução possível devem ser executadas algumas espiras do condutor em torno do orifício do sensor, amplificando o valor medido até o mais próximo possível do valor da corrente nominal do sensor. Nesse sentido, foram executadas duas espiras em torno do sensor utilizado.

Na Figura 5.40 apresenta-se a placa desenvolvida no Laboratório do GEPE que permite o interface entre os sinais a medir pelo sensor de corrente e a placa de condicionamento de sinal. Esta placa contém, para além do sensor, um ligador que permite a alimentação do sensor e a interface com a placa de condicionamento de sinal, e condensadores para filtrar a tensão de alimentação.



Figura 5.40 – Placa de adaptação do sensor de corrente *LA100-P*.

Para medir as tensões pretendidas foram também escolhidos sensores de efeito *Hall* da *LEM*, modelo *LV 25-P* (Figura 5.41). Estes sensores permitem medir tensões com uma precisão de 0,8%, quando alimentados a ± 15 V [119]. A corrente nominal do primário destes sensores é de 10 mA, sendo que apresentam uma relação de transformação do primário para o secundário de 2500:1000 [119].

Na Figura 5.41 apresenta-se uma das placas desenvolvidas no Laboratório do GEPE que permitem o interface entre os sinais a medir pelos sensores de tensão e a placa de condicionamento de sinal. Cada uma destas placas contém, para além do sensor, um ligador (de cor verde) que permite conectar o sinal a medir, uma ou duas resistências em

série no primário do sensor, condensadores para filtrar a tensão de alimentação e um ligador (de cor laranja) que permite a alimentação do sensor e a interface com a placa de condicionamento de sinal.



Figura 5.41 – Placa de adaptação do sensor de tensão *LV 25-P*.

A inclusão da resistência no primário do sensor (R_P) têm como objetivo garantir que a corrente no primário do sensor nunca ultrapasse o seu valor nominal ($I_P = 10$ mA). Esta resistência pode ser dimensionada pela equação (5.10), onde V_M é o valor da tensão máxima que se espera que o sensor venha a medir.

$$R_P = \frac{V_M}{I_P} \quad (5.10)$$

Para além do valor de resistência R_P deve ainda ser tido em consideração o valor da sua potência dissipada. Na Tabela 5.12 apresenta-se o valor das resistências do primário dos dois sensores bem como as suas respetivas potências. É ainda de realçar que os valores apresentados já são os valores comerciais, que em ambos os casos é um pouco superior ao valor necessário. Esse facto faz com que a corrente nominal do sensor não seja obtida para os valores de tensão apresentados na Tabela 5.11 mas sim para valores de tensão um pouco superiores.

Tabela 5.12 – Valores das resistências utilizadas no primário de cada sensor de tensão.

		R_P	
		Valor	Potência
Sensores de tensão	v_1	$2 \times 47 \text{ k}\Omega$	$2 \times 5 \text{ W}$
	v_2	$15 \text{ k}\Omega$	7 W

A saída de todos os sensores utilizados é em corrente, o que obriga à utilização de uma resistência de medida (R_M) situada no secundário de cada um dos sensores. O valor desta resistência deve ser determinado conforme os valores de correntes que se pretendem ler e tendo em consideração os limites estipulados pelo fabricante. No caso dos sensores de tensão pode ainda ser necessária a utilização de uma resistência auxiliar em série (R_S) com R_M . Esta resistência de medida deve ser colada o mais próximo possível do circuito

de ADC de forma a que os erros de medição sejam minimizados. Neste sentido, a resistência R_M de cada sensor foi colocada na placa de condicionamento de sinal, e por isso o seu dimensionamento é descrito mais à frente na secção 5.3.4.

5.3.4. Placa de Condicionamento de Sinal

Como já foi referido, o DSP *TMS320F28335* possui dois ADCs com oito canais de 12 bits. Uma das grandes desvantagens desses ADCs é serem unipolares, não permitem a leitura de sinais negativos, tendo como agravante o facto de possuírem uma gama de tensão baixa (dos 0 V aos 3 V). Ainda assim, estes ADCs podem ser usados para medir sinais CA desde que seja utilizado um circuito auxiliar capaz de adicionar uma componente contínua ao sinal a medir [54]. No entanto, é de extrema importância que esse processo seja feito com elevada precisão pois caso contrário o sinal medido pode ser díspar do real. Para além disso, devido a possuir uma gama de apenas 3 V, estes ADCs são muito sensíveis a interferências eletromagnéticas. Tendo em conta as desvantagens dos ADCs disponibilizados pelo DSP *TMS320F28335*, apesar de serem em número suficiente para o desenvolvimento de todo o sistema *Load-Shift*, optou-se por utilizar canais de ADCs externos ao DSP.

Como já foi mencionado, o andar de controlo deste trabalho foi desenvolvido em conjunto com outro trabalho desenvolvido em paralelo, visto que o sistema *Load-Shift* é composto pela junção dos dois. O presente trabalho utiliza um sensor de corrente e dois sensores de tensão, enquanto o outro utiliza três sensores de corrente e quatro sensores de tensão. Ainda assim, e pensando no trabalho futuro que o sistema possa a vir ser alvo, pretende-se que o conversor CA-CC, desenvolvido em paralelo, fique preparado para a inclusão de um novo braço, o que necessitará de mais um sensor de corrente. Em suma, o sistema *Load-Shift* utiliza um total de cinco sensores de corrente e cinco sensores de tensão, uma vez que um sensor de tensão será partilhado pelos dois trabalhos.

Com a utilização de ADCs externos, pretende-se que os canais de ADC tenham uma maior resolução e entradas bipolares, e por isso o ADC escolhido foi o *MAX1320* da *Maxim*. Este ADC possui oito canais bipolares de 14 bits capazes de efetuar leitura de sinais entre ± 5 V [120]. Assim sendo, um ADC *MAX1320* não possui canais suficientes para todo o sistema *Load-Shift*. Foram por isso utilizados dois ADCs *MAX1320*, um para os sinais dos sensores de tensão e outro para os sinais dos sensores de corrente.

O ADC *MAX1320* efetua a conversão de sinais de tensão, no entanto os sensores utilizados possuem sinais de saída em corrente. Assim, foi desenvolvida no Laboratório do GEPE uma placa que permite a introdução de um circuito auxiliar que possibilita essa

conversão. Para além disso, esta placa permite também detetar se o valor lido pelo ADC está ou não dentro do limite estabelecido, utilizando para isso um circuito de comparação explicado de seguida. Como já foi referido anteriormente, esta placa é alimentada por ± 15 V, e por isso possui um regulador linear para assegurar uma tensão de alimentação do ADC de +5 V. Na Figura 5.42 (a) e (b) apresentam-se, respetivamente, as placas de condicionamento de sinal dos sensores de corrente e dos sensores de tensão desenvolvidas no Laboratório do GEPE.

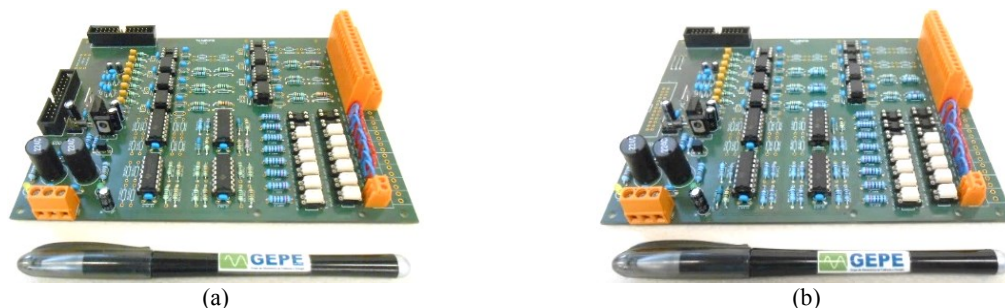


Figura 5.42 – Placas de condicionamento do sinal dos sensores utilizados:
(a) Placa para os sinais dos sensores de corrente; (b) Placa para os sinais dos sensores de tensão.

Para a conversão dos sinais de corrente provenientes dos sensores para sinais de tensão necessário ao ADC é utilizada uma resistência de medida (R_M). Os sensores de tensão utilizados necessitam de uma resistência de medida igual ou superior a $110\ \Omega$, e por isso, caso R_M não satisfaça essa condição, é necessária a utilização de uma resistência auxiliar (R_S).

À tensão aos terminais da resistência de medida é aplicado um ganho imposto por uma montagem amplificador inversor. Neste trabalho foi utilizado um ganho de -2 em todos os canais de ADC. Assim sendo, e tendo em conta que o ADC possibilita a leitura de valores entre os -5 V e 5 V, o valor da resistência R_M deve ser calculado de forma a que a tensão aos seus terminais se encontre no intervalo de -2,5 V a 2,5 V. O valor da resistência R_M pode ser determinado pela equação (5.11), onde V_{RM} representa a tensão que se pretende obter quando a corrente do secundário do sensor for a nominal (I_S). O valor da corrente I_S deve ser assumido de forma a que o valor das resistências de medida não exceda o valor máximo permitido pelos sensores.

$$R_M = \frac{V_{RM}}{I_S} \quad (5.11)$$

Na Tabela 5.13 podem ser vistos os valores das correntes I_S assumidos em cada um dos sensores, bem como os respetivos valores das resistências R_M e R_S .

Tabela 5.13 – Valores das correntes de secundário assumidos em cada um dos sensores e respectivos valores das resistências de medida e das resistências auxiliares.

		I_s	R_M	R_S
Sensor de corrente	I_2	40 mA	62,5 Ω	-
Sensores de tensão	V_1	25 mA	100 Ω	50 Ω
	V_2	25 mA	100 Ω	50 Ω

Para ser capaz de detetar erros, situações em que o valor medido não está dentro do esperado, a placa conta com um circuito com dois comparadores para cada um dos canais de ADC (Figura 5.43). As resistências R_{N_1} e R_{N_2} são responsáveis pela imposição do limite negativo do sinal, enquanto que R_{P_1} e R_{P_2} são responsáveis pela imposição do limite positivo. No entanto, deve ter-se em atenção que devido ao ganho de -2 imposto pela montagem inversora da placa, o sinal medido por cada canal de ADC fica com valor invertido, o que deve ser tido em consideração no cálculo dos valores de cada par de resistências. Deve ainda ter-se em atenção que mesmo nas situações em que o limite mínimo pretendido é de 0 V não é aconselhável que seja fixado nesse valor exato, pois nesse caso situações de ausência de sinal serão vistas como situações de erro, o que inviabiliza os sinais lidos pelos outros canais de ADC. Por isso, nessas situações deve ser considerado como limite inferior o valor de -0,5 V, que na prática, devido ao ganho negativo, será garantido pelas resistências R_{P_1} e R_{P_2} fixando o valor de 0,5 V.

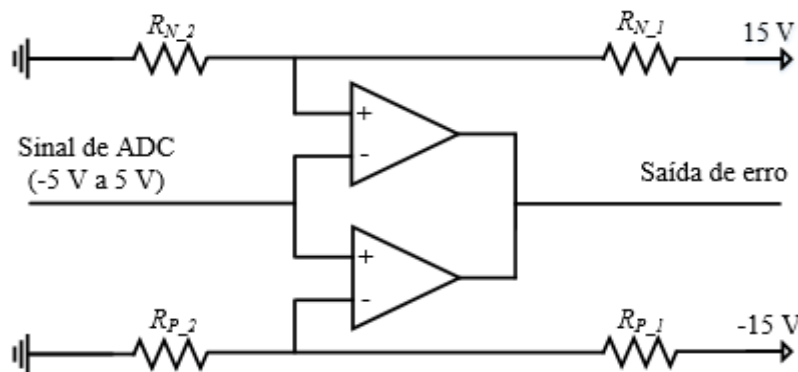


Figura 5.43 – Circuito de deteção de erros de cada canal do ADC.

Cada divisor resistivo pode ser calculado pela equação (5.12), em que V_{OUT} representa a tensão de comparação pretendida e V_{IN} a tensão de alimentação do divisor resistivo (-15 V ou +15 V).

$$V_{OUT} = \frac{R_{X2}}{R_{X1} + R_{X2}} V_{IN} \quad (5.12)$$

A Tabela 5.14 apresenta os limites pretendidos para os valores lidos por cada um dos sensores, bem como as resistências necessários para os fixar. De notar que, apesar de os sinais de corrente lidos serem contínuos eles podem ser positivos ou negativos, conforme o sentido da corrente, visto se tratar de um conversor bidirecional. Assim o circuito de deteção de erro dos sensores de corrente deve ter isso em consideração, e por isso impor um limite inferior inverso ao limite superior.

Tabela 5.14 – Valores dos limites inferior e superior do valor lido para cada um dos sensores e respetivos valores das resistências de configuração.

		Limite inferior			Limite superior		
		Valor pretendido	R_{P_1}	R_{P_2}	Valor pretendido	R_{N_1}	R_{N_2}
Sensor de corrente	I_2	-5 V	15 k Ω	7,5 k Ω	5 V	15 k Ω	7,5 k Ω
Sensores de tensão	V_1	-0,5 V	200 k Ω	6 k Ω	5 V	15 k Ω	7,5 k Ω
	V_2	-0,5 V	200 k Ω	6 k Ω	5 V	15 k Ω	7,5 k Ω

5.3.5. Placa de Comando

Como já foi referido anteriormente, por motivos de segurança, é aconselhável que os sinais de PWM não sejam enviados diretamente pelo DSP para o circuito de *driver*. Nesse sentido foi desenvolvida, no Laboratório do GEPE, uma placa de comando que faz a interface entre o DSP e as placas de *driver* (Figura 5.44). Esta placa é capaz de elevar a tensão de 3,3 V, nível de tensão dos pulsos PWM do DSP, para os 15 V requeridos pelos circuitos de *driver*.



Figura 5.44 – Placa de comando.

Outro papel importante desta placa é a gestão de erros. Esta placa permite interromper automaticamente as comutações dos IGBTs caso sejam detetados erros, sejam eles originados no circuito de *driver* ou na da placa de ADC. Caso seja detetado algum erro, as comutações dos IGBTs apenas são restabelecidas quando for dada ordem

de *reset* dos erros, através de um botão externo. Mesmo sem a ocorrência de qualquer erro, esta placa apenas permite as comutações dos IGBTs se e enquanto for dada ordem de *enable*, através de um interruptor externo.

A placa de comando desenvolvida permite o tratamento de quatro sinais de PWM. Uma vez que o sistema *Load-Shift* necessita de um total de quatorze sinais de PWM, a *rack* desenvolvida contém quatro placas de controlo, idênticas à apresentada na Figura 5.44, sendo utilizadas duas em cada um dos trabalhos. Cada placa liga com a placa do DSP através de um *flat cable* de dez pinos. Já a ligação com as placas dos circuitos de *driver* é realizada através de duas fichas DB9. Os conectores laranja permitem a alimentação da placa e também a ligação do botão e interruptor externos, para possibilitarem respetivamente as ações de *reset* e *enable*.

5.3.6. Placa de DAC (*Digital to Analog Converter*)

Numa fase de testes de hardware de eletrónica de potência é por vezes muito útil poder visualizar as variáveis de controlo em tempo real. Nesse contexto, um DAC possibilita a conversão de sinais digitais em sinais analógicos, que por sua vez podem ser visualizados em tempo real num osciloscópio.

Na Figura 5.45 apresenta-se a placa de DAC desenvolvida no Laboratório do GEPE. Esta placa conta com um DAC *TLV5610* da *Texas Instruments*, que possui oito canais de 12 bits [121]. O referido DAC possibilita a comunicação série por SPI, que permite a comunicação com o DSP. Esta placa possui ainda um circuito de condicionamento com o propósito de converter a tensão de saída unipolar disponibilizada pelo DAC numa tensão bipolar entre -5 V e 5 V. Para além disso, esta placa está munida de oito fichas BNC, de forma a simplificar a ligação a um osciloscópio.



Figura 5.45 – Placa de DAC.

5.3.7. Placa de Relés

No sistema *Load-Shift* em estudo pretende-se utilizar relés em operações auxiliares, como por exemplo no pré-carregamento dos condensadores. Nesse contexto foi

desenvolvida no Laboratório do GEPE uma placa que permite a fácil utilização de quatro relés, apresentada na Figura 5.46. A Figura 5.46 (a) apresenta a placa de relés vista de uma das laterais enquanto que a Figura 5.46 (b) apresenta a placa de relés vista de frente. Os sinais de controlo devem ser aplicados nos quatro primeiros ligadores laranja (da esquerda para a direita), sendo que os dois seguintes são a alimentação da placa, 3 V e GND respetivamente. Já os sinais de saída de cada relé estão acessíveis nos ligadores brancos que cada relé tem junto a si. Esta placa contém quatro optoacopladores, um para cada relé, que permitem manter o isolamento galvânico entre os sinais de controlo e os sinais de potência. Deve também ser tido em consideração que, devido a um circuito auxiliar (montado na própria placa), cada relé conduz quando lhe é aplicado um sinal de entrada de 0 V.



Figura 5.46 – Placa de adaptação de quatro relés. (a) Vista lateral; (b) Vista frontal.

5.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados todos os elementos que constituem o conversor CC-CC bidirecional isolado desenvolvido. Foram também descritas todas as interligações entre os elementos apresentados.

Como se pôde verificar ao longo de todo o capítulo, no desenvolvimento de todos os elementos foi sempre tido em consideração o isolamento dos sinais de controlo e dos sinais de potência.

No desenvolvimento do conversor CC-CC, é de destacar a existência de alguns percalços no desenvolvimento do transformador de alta-frequência. Isto porque, os fios de cobre utilizados na constituição das espiras relevaram-se inadequados para a aplicação em causa, devido à fragilidade do seu isolamento.

Todos os elementos apresentados foram testados de forma independente, verificando-se o seu correto funcionamento. As conclusões quanto ao funcionamento de todo o sistema desenvolvido em conjunto são apresentadas no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais do Conversor CC-CC *Dual Active Bridge*

6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais do conversor *dual active bridge* desenvolvido. Inicialmente são descritos os resultados obtidos nos ensaios ao conversor CC-CC para cada uma das gamas de k com as diferentes técnicas *phase shift* abordadas. Em cada uma das diferentes gamas de k é apresentada uma tabela comparativa que contém as características de cada uma das técnicas. De seguida são abordados os resultados referentes ao carregamento e utilização da energia armazenada nas baterias. Uma vez que nestes ensaios não são utilizadas as baterias adquiridas para o efeito, já apresentadas no Capítulo 5, este capítulo contém ainda a apresentação da bateria utilizada.

6.2. Resultados Experimentais para Comparação das Técnicas *Phase Shift*

O conversor CC-CC desenvolvido tem como único objetivo carregar as baterias e, posteriormente, possibilitar a utilização da energia armazenada pelas mesmas. No entanto, para comparar as várias técnicas *phase shift* a utilização de baterias torna o processo mais complexo, moroso e menos flexível. Assim, de forma a possibilitar uma comparação mais completa e abrangente das várias técnicas abordadas, foram utilizadas como carga resistências elétricas (Figura 6.1).



Figura 6.1 – Resistências elétricas utilizadas nos ensaios ao conversor DAB a ser controlado pelas várias técnicas *phase shift*.

De seguida são apresentadas as formas de onda do conversor DAB, a operar nas diferentes gamas para cada uma das técnicas *phase shift* apresentadas. Deve ser tido em consideração que, ao contrário do que acontece nas simulações, nos ensaios realizados foram utilizadas sempre as mesmas bobinas auxiliares. Esse facto leva a que para determinados valores de tensões V_1 e V_2 exista uma pequena gama de potências em que é possível operar o conversor. Deste modo, em cada um dos ensaios realizados a potência no conversor teve de ser obrigatoriamente diferente. A Tabela 6.1 apresenta os valores das tensões V_1 e V_2 e da potência no conversor (P_t) utilizados nas três gamas de operação em todas as técnicas abordadas.

Tabela 6.1 – Valores de tensões e potências utilizados em cada uma das gamas de k .

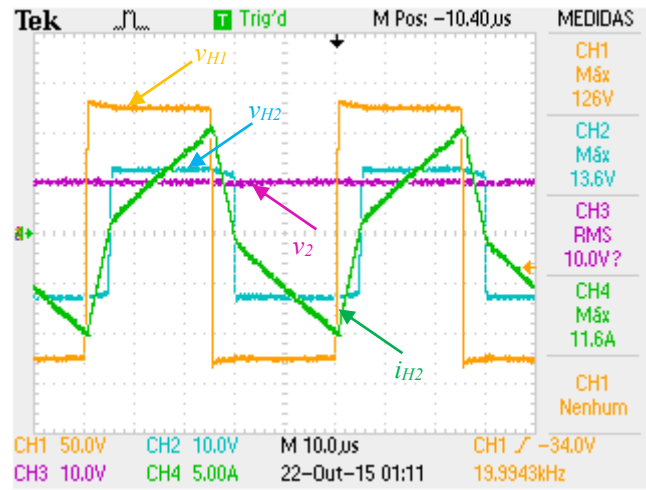
Gama de operação	V_1	V_2	P_t
$k > 1$	120 V	10 V	50 W
$k = 1$	120 V	17 V	72,5 W
$k < 1$	120 V	20 V	100 W

A técnica ESPS ao operar com os mesmos valores de tensões e potências necessita de uma indutância diferente das outras técnicas. Por conseguinte, neste caso como as bobinas auxiliares utilizadas nos ensaios têm obrigatoriamente de ser sempre as mesmas, leva a que para os mesmos valores de tensões a gama de potências em que o conversor consegue operar seja completamente diferente das outras técnicas. Sendo assim e juntando o facto de esta técnica ter muito pouca relevância para os conversores IBDC optou-se por não apresentar resultados experimentais da mesma.

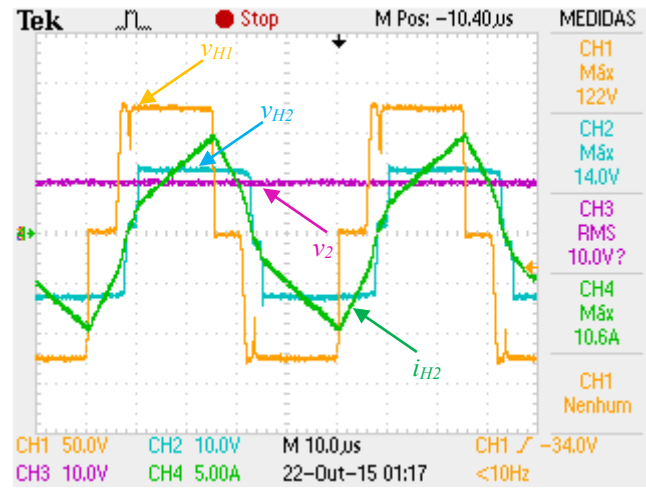
Ao contrário do que acontece nos resultados de simulação, os resultados experimentais são apresentados subdivididos pela gama de operação de k em vez de por técnica de controlo. Esta opção deve-se ao facto de nos ensaios realizados a corrente e a potência em cada uma das gamas de k ser diferente, fazendo com que a comparação entre os vários ensaios da mesma técnica não faça sentido.

6.2.1. Resultados Experimentais com $k > 1$

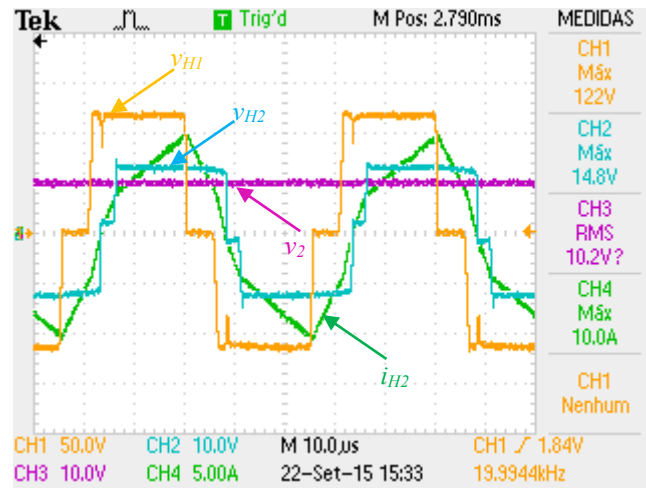
Na Figura 6.2 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da tensão contínua do lado da ponte H_2 (v_2) e da corrente de saída da ponte H_2 (i_{h2}) a operar com $k > 1$, com as técnicas: CSPS (Figura 6.2 (a)), QDPS (Figura 6.2 (b)) e ODPS (Figura 6.2 (c)).



(a)



(b)

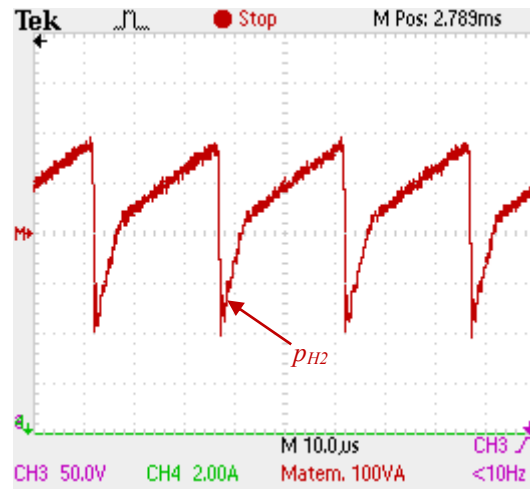


(c)

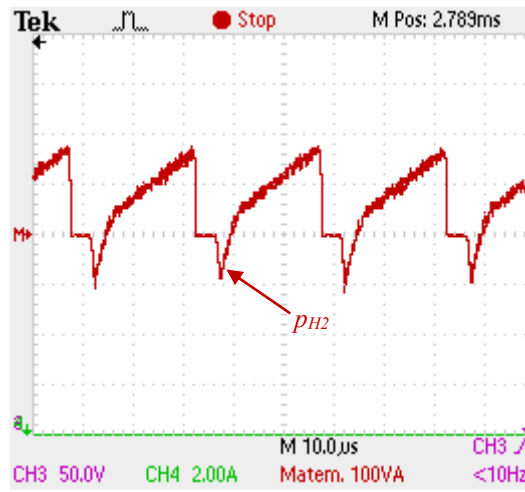
Figura 6.2 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz):

(a) Com a técnica CSPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.

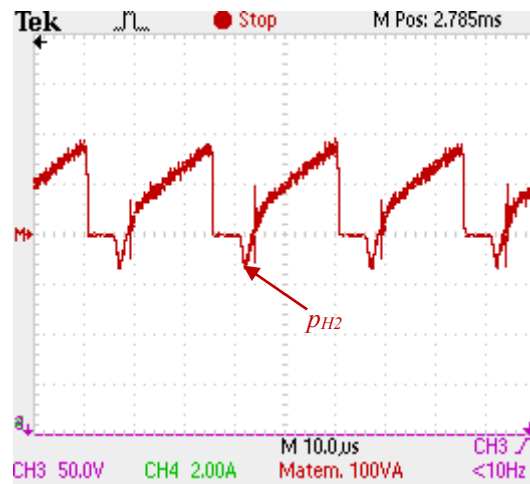
Na Figura 6.3 apresenta-se a forma de onda da potência instantânea do conversor vista pelo lado da ponte H_2 a operar com $k > 1$, com as técnicas: CSPS (Figura 6.3 (a)), QDPS (Figura 6.3 (b)) e ODPS (Figura 6.3 (c)).



(a)



(b)



(c)

Figura 6.3 – Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (100 W/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz):

(a) Com a técnica CSPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.

A Tabela 6.2 apresenta as conclusões retiradas pelos ensaios apresentados anteriormente no que diz respeito à corrente máxima e potência de pico do conversor com $k > 1$. É possível verificar que as técnicas QDPS e ODPS, comparativamente com a técnica CSPS, permitem reduzir o pico da corrente no conversor (i_{H2}) em 1 A e 1,6 A,

respetivamente cerca de 9% e 14%. No que diz respeito à energia devolvida à fonte, apesar de não ser possível quantificar os valores devido à falta de meios, pela análise da Figura 6.3 pode afirmar-se que as técnicas ODPS e QDPS conseguem reduzir significativamente o seu valor. Ainda assim, a técnica ODPS consegue um melhor rendimento do que a técnica QDPS devido ao facto de o desfasamento α_2 ser permanentemente calculado com o objetivo de reduzir o mais possível o valor máximo da corrente. Neste exemplo, na técnica QDPS é assumido um valor de α_2 constante de 30° , no entanto, como se pode ver pela técnica ODPS, o valor do desfasamento α_2 mais vantajoso ao circuito é de 45° .

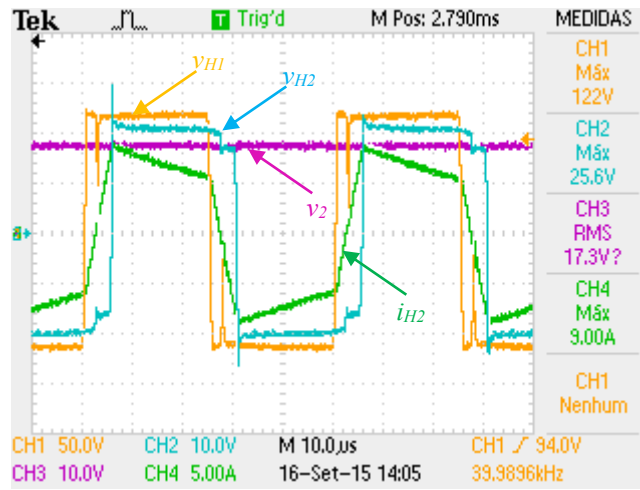
Tabela 6.2 – Corrente máxima e potência de pico com $k > 1$ quando utilizadas as técnicas CSPS, QDPS e ODPS.

	Corrente de pico		Potência de pico
	Ponte H_1	Ponte H_2	
CSPS	1,6 A	11,6 A	195 W
QDPS	1,5 A	10,6 A	180 W
ODPS	1,4 A	10 A	180 W

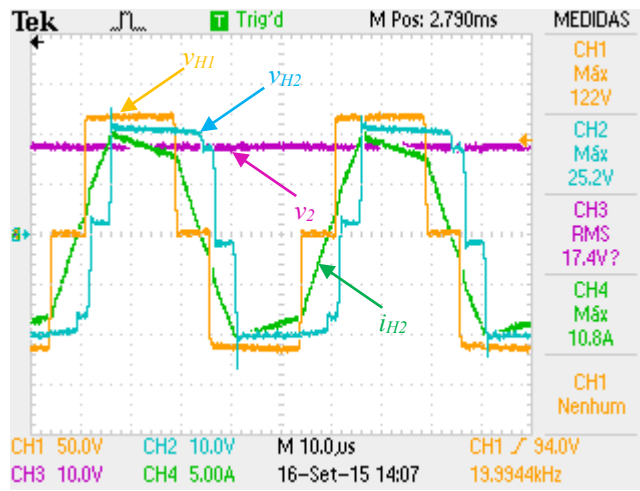
6.2.2. Resultados Experimentais com $k = 1$

Na Figura 6.4 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da tensão contínua do lado da ponte H_2 (v_2) e da corrente de saída da ponte H_2 (i_{h2}) a operar com $k = 1$, com as técnicas: CSPS e ODPS (Figura 6.4 (a)) e QDPS (Figura 6.4 (b)). Os resultados obtidos pela técnica CSPS e ODPS são exatamente iguais porque com $k \geq 1$ o melhor desempenho do conversor CC-CC é conseguido com um desfasamento α_2 de 0° .

Apesar de não poder ser feita uma comparação direta entre as várias gamas de operação de cada técnica, é ainda assim possível observar que o facto de o valor de k ser igual a 1 faz com que a tensão consumida pelo conversor tenha uma forma mais quadrada, ou seja o valor dos picos da corrente transferida são reduzidos. Para além disso, este facto permite ainda reduzir a energia devolvida à fonte de energia.



(a)



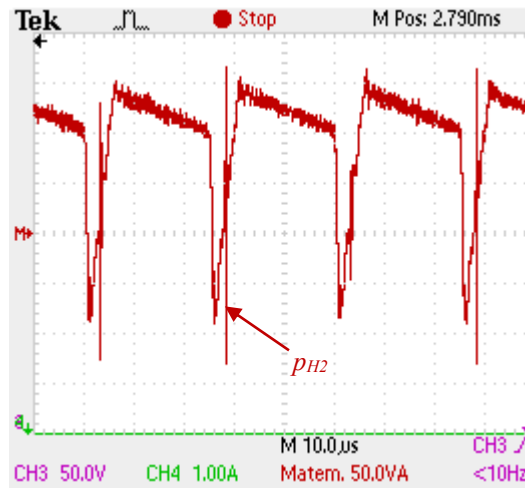
(b)

Figura 6.4 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k = 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz):

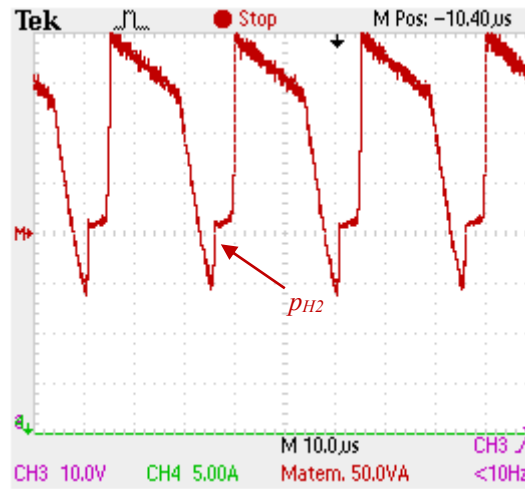
(a) Com a técnica CSPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS; (c) Com a técnica ODPS.

Na Figura 6.5 apresenta-se a forma de onda da potência instantânea do conversor vista pelo lado da ponte H_2 a operar com $k = 1$, com as técnicas: CSPS e ODPS (Figura 6.5 (a)) e QDPS (Figura 6.5 (b)).

A Tabela 6.3 apresenta as conclusões retiradas pelos ensaios apresentados anteriormente no que diz respeito à corrente máxima e potência de pico transferida pelo conversor com $k = 1$. Nestas condições, a técnica QDPS faz com que o pico da corrente no conversor vista do LBT (i_{H2}) registre um aumento de 1,8 A, cerca de 20%. No que diz respeito à energia devolvida à fonte, ao analisar-se a Figura 6.5 (b) percebe-se que apesar da energia devolvida pelo conversor CC-CC à fonte diminuir com a técnica QDPS, quando comparada com a técnica CSPS e ODPS, o pico de potência no conversor tem um aumento de 40 W. Por todos estes motivos conclui-se que nesta situação as técnicas CSPS e ODPS são as mais vantajosas.



(a)



(b)

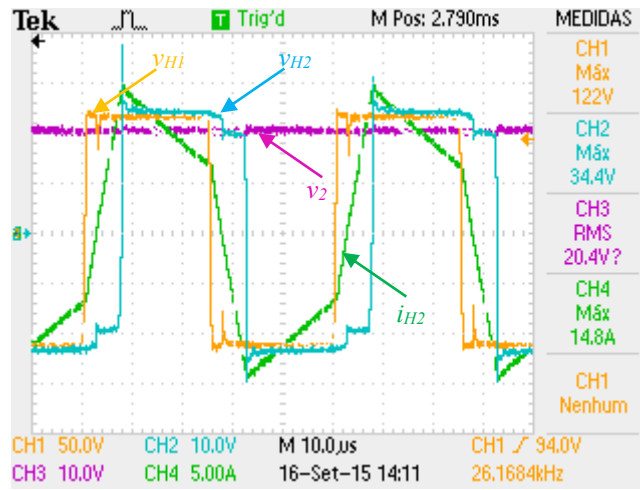
Figura 6.5 – Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div) do conversor DAB a operar com $k = 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSPPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.

Tabela 6.3 – Corrente máxima e potência de pico com $k = 1$ quando utilizadas as técnicas CSPPS, ODPS e QDPS .

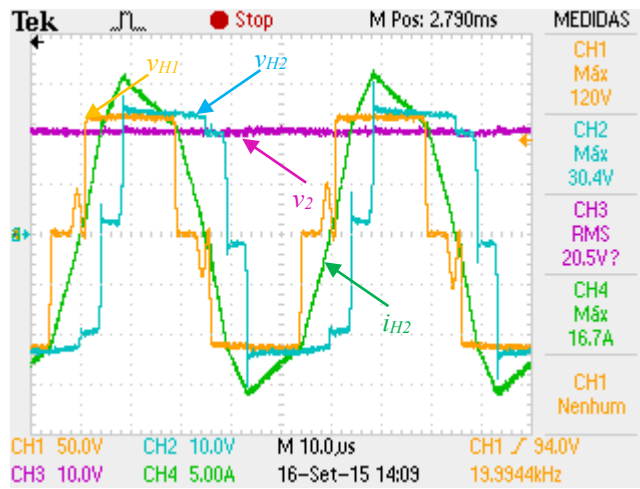
	Corrente de pico		Potência de pico
	Ponte H_1	Ponte H_2	
CSPPS e ODPS	1,3 A	9 A	160 W
QDPS	1,5 A	10,8 A	200 W

6.2.3. Resultados Experimentais com $k < 1$

Na Figura 6.6 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da tensão contínua da ponte H_2 (v_2) e da corrente de saída da ponte H_2 (i_{h2}) a operar com $k < 1$, com as técnicas: CSPPS e ODPS (Figura 6.6 (a)) e QDPS (Figura 6.6 (b)).



(a)



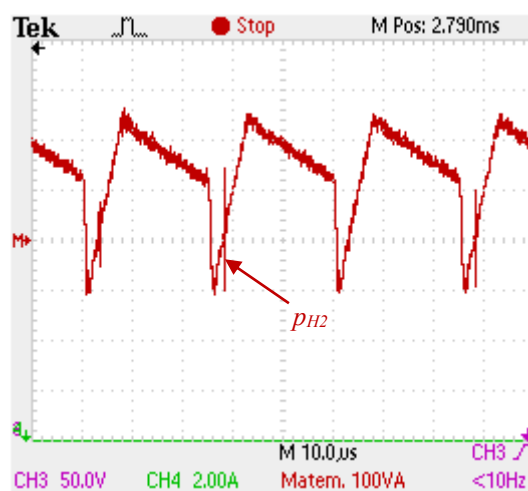
(b)

Figura 6.6 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k < 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz):

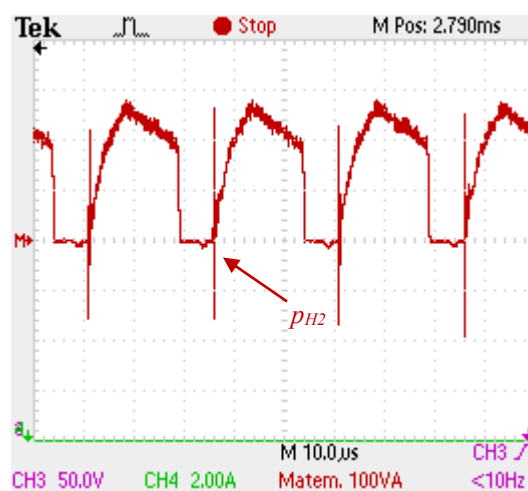
(a) Com a técnica CSPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.

Na Figura 6.7 apresenta-se a forma de onda da potência instantânea no conversor vista pelo lado da ponte H_2 a operar com $k < 1$, com as técnicas: CSPS e ODPS (Figura 6.7 (a)) e QDPS (Figura 6.7 (b)).

A Tabela 6.4 apresenta as conclusões retiradas pelos ensaios apresentados anteriormente no que diz respeito à corrente máxima e potência de pico no conversor com $k < 1$. À semelhança do que acontece com $k = 1$, com $k < 1$ a utilização da técnica QDPS leva a um aumento do pico da corrente vista pelo LBT (i_{H2}) de 1,9 A, cerca de 19%. O comportamento da forma de onda da potência no conversor CC-CC quando é controlado pela técnica QDPS a operar com $k < 1$ é muito idêntico ao registada com $k = 1$. Ou seja, a técnica QDPS permite reduzir a energia devolvida à fonte mas por outro lado obriga a um aumento significativo do pico de potência em cerca de 35 W.



(a)



(b)

Figura 6.7 – Formas de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (100W/div) do conversor DAB a operar com $k < 1$ (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz): (a) Com a técnica CSPPS e ODPS; (b) Com a técnica QDPS.

Tabela 6.4 – Corrente máxima e potência de pico com $k < 1$ quando utilizadas as técnicas CSPPS, ODPS e QDPS.

	Corrente de pico		Potência de pico
	Ponte H_1	Ponte H_2	
CSPPS e ODPS	2,1 A	14,8 A	245 W
QDPS	2,3 A	16,7 A	280 W

6.3. Resultados Experimentais do Conversor DAB a Carregar uma Bateria

Ao contrário do que foi projetado inicialmente, não foi possível testar o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional isolado integrado no sistema *Load-Shift*, devido ao atraso no desenvolvimento do conversor CA-CC trifásico bidirecional. Assim, e devido à limitação dos equipamentos existentes no

Laboratório do GEPE, não foi possível ensaiar o conversor CC-CC às tensões e potências nominais.

Uma vez que a tensão no barramento CC disponível para os ensaios em questão não é a nominal, o banco de baterias adquirido para este trabalho não pode ser utilizado nestes ensaios, utilizando-se por isso uma bateria WCG-U1 da *Power Mobility* existente no Laboratório do GEPE e apresentada na Figura 6.8. Trata-se de uma bateria de chumbo-ácido com uma tensão nominal de 12 V e com uma capacidade de 33 Ah [122]. Desta forma, e tendo em conta o material disponível no Laboratório do GEPE, os ensaios efetuados utilizam uma tensão no barramento CC de 95 V, enquanto a tensão na bateria varia sensivelmente entre os 10 V e 14 V.



Figura 6.8 – Bateria WCG-U1 da *Power Mobility*, utilizada nos ensaios realizados.

Tendo em conta as conclusões retiradas nos capítulos anteriores (Capítulo 3 e Capítulo 4) e também já confirmadas neste capítulo, nestes ensaios é utilizada a técnica de controlo *optimal dual phase shift*. Devido às restrições das gamas de operação impostas pelo conversor desenvolvido, nestes ensaios a bateria é carregada a uma corrente máxima de 4 A e descarregada a uma corrente máxima a rondar os 4,75 A.

Na Figura 6.9 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da tensão nas baterias (v_2) e da corrente de saída da ponte H_2 (i_{h2}), a operar com uma tensão do barramento CC de 95 V. Como se pode verificar na figura, neste instante a tensão na bateria é de 12 V, ou seja, o conversor está a operar com $k > 1$. De realçar ainda que, apesar da tensão do barramento CC ser de 95 V, a tensão de saída da ponte H_1 (v_{H1}) varia entre 104 V e -104 V, devendo-se isso à utilização de um valor de tempo de *deadtime* elevado (3,25 μ s), imposto pelo *driver* utilizado. Esse facto é também responsável pelo mesmo fenómeno do lado da ponte H_2 . No instante representado na figura, o desfasamento α_2 é cerca de 10° esperando-se que diminua à medida que a bateria vai carregando.

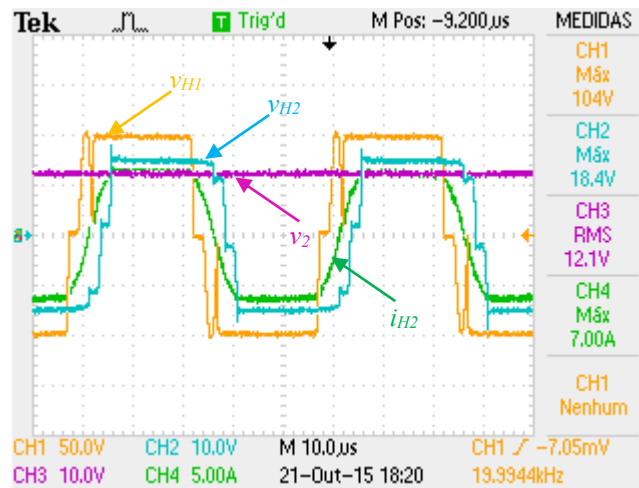


Figura 6.9 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_2 (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$, a carregar a bateria com corrente constante (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

Na Figura 6.10 apresenta-se a forma de onda da potência instantânea vista pela ponte H_2 , a fluir da ponte H_1 para a ponte H_2 , durante o carregamento da bateria.

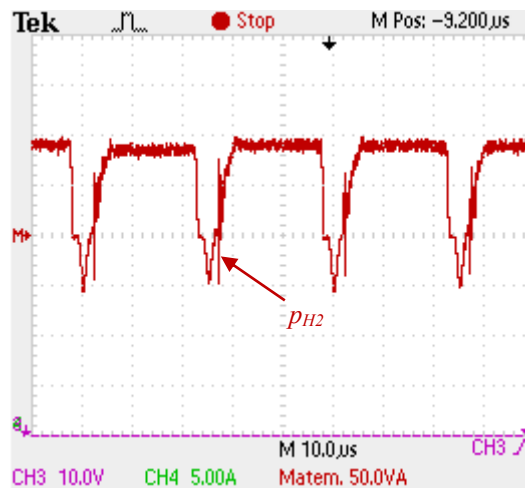


Figura 6.10 – Forma de onda da potência instantânea vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div), a carregar a bateria com corrente constante (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

Na Figura 6.11 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o seu carregamento com corrente constante. Nessa figura pode observar-se que a bateria está a ser carregada com uma corrente constante de 4 A, enquanto a sua tensão ronda os 12,5 V. Tratando-se de uma bateria de 33 Ah, e uma vez que está a ser carregada apenas a 4 A, o seu carregamento total demoraria mais de 8 horas. Por isso, e uma vez que o osciloscópio utilizado apenas permite a captação das formas de onda num intervalo de 7 minutos e 30 segundos, a variação da tensão na figura apresentada é praticamente nula.

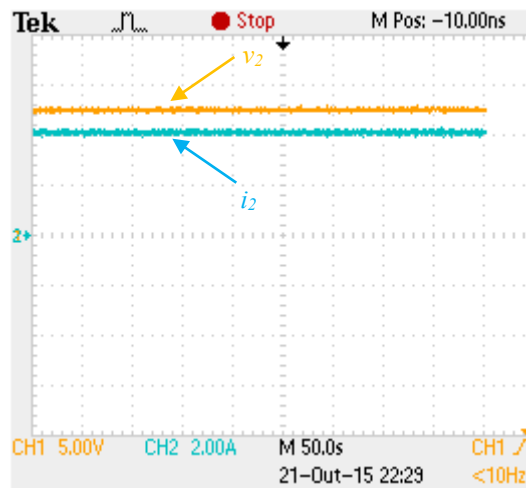


Figura 6.11 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria, durante o carregamento com uma corrente constante de 4 A (escala de tempo de 50 s/div).

A Figura 6.12 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente na bateria no instante em que é iniciado o carregamento da bateria com tensão constante. A bateria é carregada com uma corrente constante de 4 A (1) até que a tensão nas baterias atinge os 14 V, momento em que a bateria passa a ser carregada com uma tensão constante de 14 V (2), mantendo-se esse modo até que a corrente na bateria atinja um valor próximo de 0 A (3). De denotar ainda que o momento de transição (2) não é praticamente notado pela bateria, devido ao facto de a troca entre os dois controlos ser feita de forma suave.

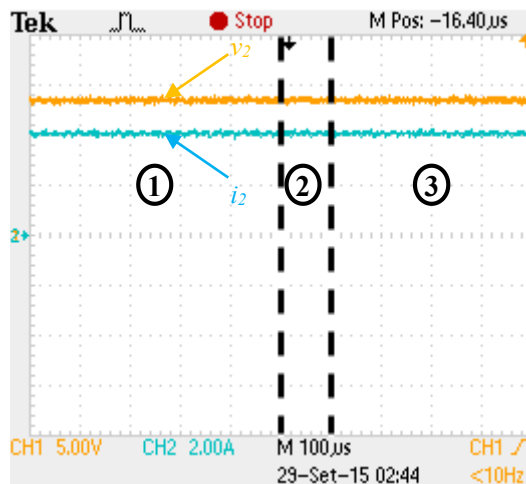


Figura 6.12 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria, durante os dois modos do carregamento (escala de tempo de 100 µs/div).

Na Figura 6.13 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o carregamento da mesma com uma tensão constante. Na figura pode-se observar que a bateria está a ser carregada com uma tensão constante de 14 V, enquanto a corrente vai diminuindo devido ao facto da bateria estar cada vez mais carregada. Mais uma vez não é possível verificar a totalidade do carregamento com tensão constante por este ser bastante moroso e a base de tempo do osciloscópio não o permitir registar. Ainda assim,

neste caso já é possível verificar uma pequena variação da corrente devido ao facto da bateria já se encontrar num estado de carregamento avançado.

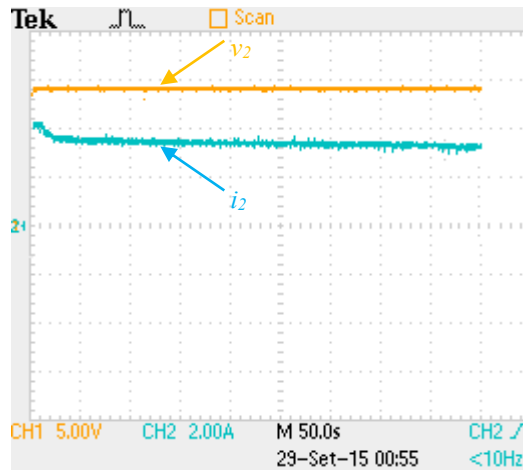


Figura 6.13 – Formas de onda da tensão (CH1: 5 V/div) e da corrente (CH1: 2 A/div) na bateria, durante o carregamento a tensão constante (escala de tempo de 50 s/div).

Na Figura 6.14 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da tensão nas baterias (v_I) e da corrente de saída da ponte H_2 (i_{H2}), durante a utilização da energia armazenada na bateria, com o conversor a operar com $k > 1$. Como se pode verificar pela figura, nesta situação a bateria é quem fornece energia, e por isso a corrente de saída da ponte H_2 (i_{H2}) está desfasada 180° da tensão de saída pela da ponte (v_{H2}). Para além disso, é de salientar que, como já foi referido no Capítulo 3, para a transferência de energia ocorrer das baterias para o barramento CC o desfasamento α_1 tem obrigatoriamente de assumir valores inferiores a 0° , ou seja a tensão v_{H2} está adiantada em relação à tensão v_{H1} .

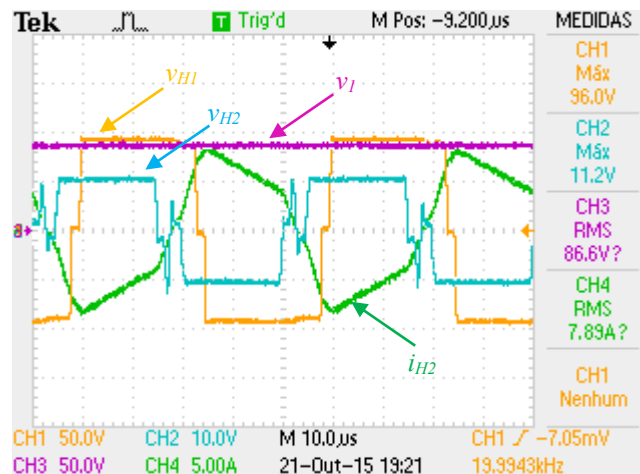


Figura 6.14 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da tensão v_I (CH3: 10 V/div) e da corrente i_{H2} (CH4: 5 A/div) do conversor DAB a operar com $k > 1$, a utilizar a energia armazenada na bateria (escala de tempo de $10\mu\text{s}/\text{div}$, frequência dos sinais 20 kHz).

Durante a utilização da energia das baterias, como já foi mencionado e justificado no Capítulo 4, a melhor estratégia de controlo a utilizar é a de potência constante. Na Figura 6.15 apresentam-se as formas de onda das tensões de saída das duas pontes (v_{H1} e v_{H2}), da corrente e da potência das baterias (i_2 e p_2), durante a utilização da energia armazenada na bateria. Neste caso, o descarregamento da bateria foi feito a uma potência constante de 50 W. Para isso, e uma vez que a tensão na bateria é cerca de 10,5 V, é feito o controlo por corrente de modo a garantir uma corrente na bateria (i_2) de aproximadamente -4,75 A.

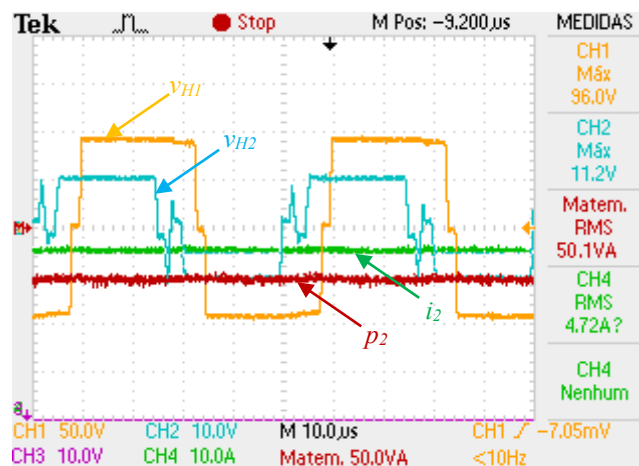


Figura 6.15 – Formas de onda da tensão v_{H1} (CH1: 50 V/div), da tensão v_{H2} (CH2: 10 V/div), da potência na bateria CH3: 50 W/div e da corrente na bateria (CH4: 10 A/div), durante a utilização da energia armazenada na bateria (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

Na Figura 6.16 apresenta-se a forma de onda da potência instantânea vista pela ponte H_2 , a fluir da ponte H_1 para a ponte H_2 , durante a utilização da energia da bateria. Como se pode verificar, a forma de onda apresentada tem um valor médio negativo uma vez que a transferência de energia se dá no sentido do barramento CC, ou seja no sentido inverso ao assumido como positivo.

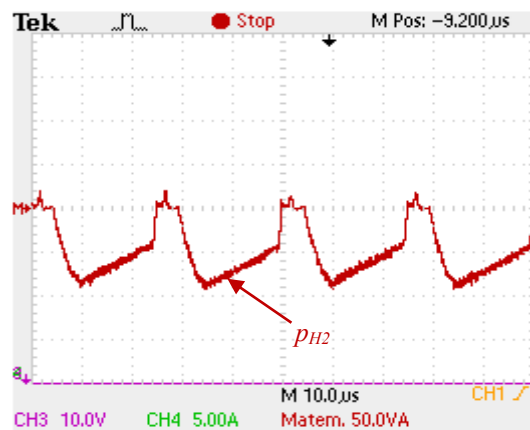


Figura 6.16 – Forma de onda da potência vista pelo lado da ponte H_2 (p_{H2}) (50 W/div), durante a utilização da energia armazenada na bateria (escala de tempo de 10 μ s/div, frequência dos sinais 20 kHz).

Para possibilitar um acompanhamento mais informado do processo de carregamento e descarregamento das baterias, é enviada, via porta série, informação acerca do estado e modo de operação do sistema. Na Figura 6.17 apresenta-se a vista do *Terminal v1.9b* quando o envio de informação por parte do sistema durante o carregamento das baterias. Importa ainda referir que a plataforma desenvolvida apenas tem como objetivo a simplificação e apoio dos ensaios realizados, ou seja numa fase mais avançada do sistema, que já incluirá o conversor CA-CC, a plataforma desenvolvida deverá ser alterada de forma a ficar mais funcional e completa.

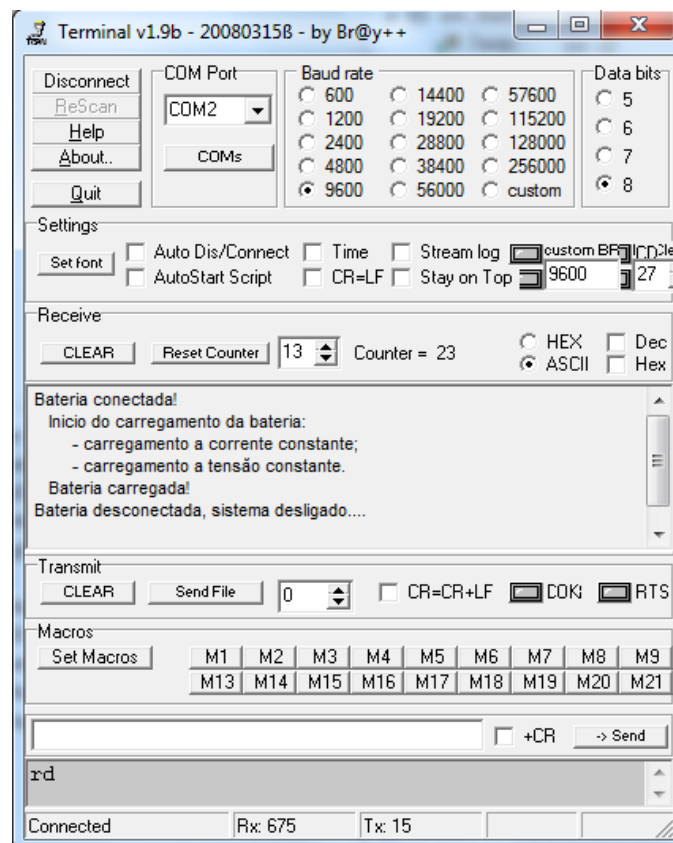


Figura 6.17 – Informação enviada pelo DSP via porta série RS232 para o *Terminal v1.9b*.

6.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos nos ensaios práticos realizados. Em primeiro lugar foram discutidos e comparados os resultados das várias técnicas de *phase shift* testadas, utilizando resistências elétricas como carga para o conversor. Posteriormente, foram apresentados resultados do ensaio que teve como objetivo carregar uma bateria e de seguida utilizar a energia armazenada.

Os ensaios realizados permitiram validar todas as técnicas *phase shift* abordadas, contudo não foram apresentados resultados da técnica ESPS por necessidade de hardware adicional (bobinas auxiliares com valores diferentes). Para além disso, os ensaios

realizados permitiram confirmar e justificar as conclusões retiradas pelos resultados obtidos nas simulações.

Os resultados obtidos vêm confirmar que as técnicas QDPS e ODPS apresentam claras vantagens na redução dos picos da corrente e da energia devolvida pelo conversor à fonte.

Como pôde verificar-se ao longo de todo o capítulo, os ensaios realizados envolveram valores de tensão e potência inferiores aos projetados. Contudo, os resultados obtidos possibilitaram a validação do funcionamento do conversor e das técnicas de controlo abordadas bem como do algoritmo de controlo utilizado na técnica ODPS. Assim sendo, é possível avançar para a utilização das tensões e potências nominais com uma maior segurança e confiança no sistema desenvolvido.

CAPÍTULO 7

Conclusões

7.1. Conclusões

Nesta dissertação de mestrado foi apresentada uma topologia de conversor CC-CC bidirecional isolado para um sistema de *Load-Shift*. No caso em estudo, o objetivo do sistema *Load-Shift* passa por possibilitar um melhor aproveitamento das tarifas horárias sem que para isso seja necessário alterar as rotinas de consumo. Além disso, um sistema *Load-Shift* pode ainda apresentar grandes vantagens quando utilizado em parceria com um sistema de autoconsumo ou de pequena produção. Nestes casos, um sistema *Load-Shift* permite armazenar energia, adquirida a preço reduzido ou nulo para ser utilizada em períodos em que o preço é mais elevado.

O sistema *Load-Shift* em questão é composto por um conversor CC-CC, desenvolvido neste trabalho, e também por um conversor CA-CC bidirecional, desenvolvido em paralelo num outro trabalho de mestrado. O conversor desenvolvido neste trabalho tem como principal função adaptar o valor da tensão do barramento CC do conversor CA-CC para o valor requerido pelas baterias e vice-versa. O barramento CC é o ponto em comum entre os dois conversores e deve manter um valor adequado de tensão, sendo a regulação desse valor da responsabilidade do conversor CA-CC.

Numa primeira fase, no Capítulo 2, foi apresentado o levantamento do panorama energético atual, analisando-se também a influência que os sistemas *Load-Shift* podem vir a ter no futuro. Tendo em conta as opções horárias e o estado atual das fontes de energia renovável, concluiu-se que os sistemas *Load-Shift* têm condições para se apresentarem como a solução de um dos problemas do panorama energético atual, que se traduz na discrepância entre a procura energética ao longo do dia. Neste capítulo foram ainda apresentados os principais sistemas de armazenamento, em especial as baterias, por se concluir ser a tecnologia mais adequada ao sistema em causa. Assim, analisadas as principais tecnologias de baterias em comercialização nos dias de hoje, concluiu-se que a tecnologia de baterias mais vantajosa depende das características nominais do sistema pretendido. Em sistemas com uma potência até 1 MW, as baterias mais vantajosas são as

de íões de lítio (Li-ion), enquanto que para potências acima de 1 MW as baterias de sódio-enxofre (NaS) são as mais indicadas.

No Capítulo 3 foram descritas as duas possibilidades no que diz respeito aos conversores CC-CC para sistemas *Load-Shift*. Desse estudo concluiu-se que os sistemas que recorrem a um conversor IBDC são os mais utilizados na maioria das aplicações por serem mais baratos, compactos e flexíveis do que os sistemas que utilizam um conversor BDC. Dentro dos conversores IBDCs destacam-se o *dual half bridge* (DHB) e o *dual active bridge* (DAB), no entanto, com base na informação apresentada, é de fácil conclusão que para sistemas de potências e tensões elevadas a topologia DAB é de longe a mais vantajosa. Neste capítulo foram ainda abordadas as técnicas de controlo aplicáveis aos conversores DAB, concluindo-se que as mais vantajosas para este tipo de conversores são as técnicas *phase shift*. Tendo em conta a revisão bibliográfica apresentada conclui-se que as técnicas *dual phase shift*, em particular a técnica ODPS, apesar de mais complexa, apresenta vantagens no que diz respeito à diminuição dos picos de corrente no conversor e à redução da potência reativa do sistema. Por fim, verificou-se que, de forma a minimizar o impacto que a complexidade desta técnica pode ter no arranque do sistema, é aconselhável utilizar a técnica CSPS ou a QDPS no arranque e até que o comportamento do sistema estabilize.

No Capítulo 4 foram apresentadas as simulações realizadas em *PSIM* do conversor DAB ao ser controlado pelas quatro técnicas *phase shift* abordadas. A partir dos resultados obtidos foi possível confirmar a informação recolhida durante a revisão bibliográfica. Confirmou-se então que cada uma das técnicas abordadas apresenta vantagens competitivas em relação às restantes numa gama específica de operação. Ainda assim, através da análise dos resultados apresentados, é possível afirmar que a técnica ODPS consegue atingir melhores resultados ou pelo menos iguais às restantes técnicas em todas as gamas de operação. Neste capítulo foram ainda apresentadas simulações do sistema *Load-Shift* completo, que permitiram validar as estratégias utilizadas e verificar a sua correta interligação.

No Capítulo 5 foi realizada uma descrição pormenorizada de todos os elementos utilizados no protótipo laboratorial do conversor CC-CC bidirecional isolado *dual half bridge*. Inicialmente, foram descritos todos os dimensionamentos e características dos elementos utilizados no andar de potência. É de realçar que a escolha de alguns dos elementos utilizados no protótipo desenvolvido deveu-se sobretudo à existência desses materiais no Laboratório do GEPE, não sendo todavia os mais adequados à aplicação em causa. De todos os elementos desenvolvidos, o transformador de alta-frequência foi o que

necessitou de um maior estudo e tempo despendido, tendo ainda necessitado de uma posterior reestruturação no isolamento dos condutores utilizados na construção dos enrolamentos. Ainda em relação ao transformador desenvolvido, deve ser referido que a determinação do seu circuito equivalente se revelou extremamente importante para que o conversor CC-CC desenvolvido apresente as características pretendidas. Por fim, foram descritos todos os elementos do andar de controlo desenvolvidos para implementação de todo o sistema *Load-Shift*.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados obtidos nos ensaios ao protótipo desenvolvido. Devido a alguns atrasos no desenvolvimento do conversor CA-CC, desenvolvido num trabalho em paralelo, e às limitações dos equipamentos existentes no Laboratório do GEPE, não foi possível ensaiar o conversor CC-CC nas condições nominais de tensão e potência. Ainda assim, tendo em conta os ensaios efetuados e resultados obtidos, foi possível verificar o correto funcionamento do conversor desenvolvido e de todas as técnicas de controlo implementadas.

7.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Os resultados obtidos nos ensaios práticos ao protótipo desenvolvido permitiram validar o seu correto funcionamento. Contudo, é necessário que continuem a ser efetuados esforços no sentido de testar o protótipo desenvolvido aos valores nominais e também com o objetivo de validar o correto funcionamento do sistema *Load-Shift*. Para além disso, tendo em conta determinados problemas detetados nos ensaios efetuados, alguns dos elementos do conversor desenvolvido devem ser revistos e reformulados.

Em seguida são apresentadas algumas sugestões para a continuidade do trabalho desenvolvido:

- De forma a tornar o conversor desenvolvido mais fiável, o transformador de alta-frequência deve ser reformulado, nomeadamente devem ser substituídos os fios de cobre utilizados por condutores com maior isolamento para garantir mais segurança e fiabilidade.
- Com o objetivo de validar o funcionamento do sistema *Load-Shift*, devem ser realizados ensaios ao funcionamento conjunto do conversor CC-CC e do conversor CA-CC.
- Após a validação do sistema *Load-Shift* e atingidos os valores nominais, devem ser realizados ensaios utilizando-se as baterias de iões de lítio adquiridas, de forma a comprovar as vantagens evidenciadas na revisão bibliográfica efetuada. Além do mais, esses ensaios irão permitir tirar conclusões quanto à escolha desta tecnologia.

- Por fim, seria muito proveitoso estudar o comportamento do sistema desenvolvido em ambiente real, a funcionar autonomamente e interruptamente durante um período de tempo suficiente para retirar conclusões quanto à viabilidade do sistema *Load-Shift* desenvolvido.

Referências

- [1] M. Do Ambiente, “Enquadramento do novo regime de Produção Distribuída”, 2014.
- [2] X. Shi, J. Jiang, e X. Guo, “An efficiency-optimized isolated bidirectional DC-DC converter with extended power range for energy storage systems in microgrids”, *Energies*, vol. 6, n. 1, pp. 27–44, 2013. doi: 10.3390/en6010027, ISSN: 19961073.
- [3] R. J. Kerestes, G. F. Reed, e A. R. Sparacino, “Economic analysis of grid level energy storage for the application of load leveling”, *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–9, 2012. doi: 10.1109/PESGM.2012.6345072, ISSN: 19449925.
- [4] F. Kreith e D. Y. Goswami, *Energy Management and Conservation Handbook*. 2008.
- [5] IEA - International Energy Agency, “Modelling Load Shifting Using Electric Vehicles in a Smart Grid Environment”, 2010. doi: 10.1787/5km7v0bsmw7k-en. ""
- [6] N. M. L. Tan, T. Abe, e H. Akagi, “A 6-kW, 2-kWh Lithium-Ion battery energy storage system using a bidirectional isolated DC-DC converter”, *Power Electron. Conf. (IPEC), 2010 Int.*, pp. 46–52, 2010. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543647.
- [7] L. Amaral, “A Situação Energética e o Caso Português.” pp. 1–42, 2008.
- [8] M. Arif, A. Oo, e A. Ali, “Estimation of Energy Storage and Its Feasibility Analysis”, em *Energy Storage - Technologies and Applications*, 2013, pp. 41–78.
- [9] ERSE - Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos, “Períodos horários.” [Online]. Disponível em: <http://www.erse.pt/pt/electricidade/tarifaseprecos/periodoshorarios/Paginas/default.aspx>. [Acedido: 05-Dez-2014].
- [10] ERSE - Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos, “Liberalização Do Mercado”, *Resumo Inf. - Merc. Lib.*, pp. 1–10, 2013.
- [11] ERSE - Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos, “Regulamento Tarifário do Setor Elétrico”, 2014.
- [12] EDP, “Manual de Boas Práticas na Utilização da Energia”, pp. 1–6.
- [13] ERSE - Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos, “Tarifas Transitórias de Venda a Cliente Finais em Portugal Continental em 2015”, pp. 1–7, 2013.
- [14] APREN - Associação Portuguesa de Energias Renováveis, “Avaliação dos Custos e Benefícios da Eletricidade de Origem Renovável”, pp. 1–16, 2011.
- [15] Exxon Mobil Corporation, “Panorama Energético: Perspectivas para 2040 — Destaques 2014”, pp. 1–20, 2014.
- [16] APREN - Associação Portuguesa de Energias Renováveis, “Impacto macroeconómico do setor da eletricidade de origem renovável em Portugal”, 2014.
- [17] APREN - Associação Portuguesa de Energias Renováveis, “Energia Elétrica Custos e Prespectivas”, pp. 1–41, 2013.
- [18] “Impacto macroeconómico do setor da eletricidade de origem renovável em Portugal”. [Online]. Disponível em: <http://www.apren.pt/pt/dados-tecnicos-3/dados-nacionais-2/resumo-do-estudo-impacto-macroeconomico-do-setor-da-eletricidade-de-origem-renovavel-em-portugal-2/impacto-no-emprego-2/emprego-gerado-direto-e-indireto/por-mw-instalado-por-tecnologia-entre-2010-e>. [Acedido: 23-Dez-2014].
- [19] Direcção Geral de Energia e Geologia, “Renováveis”, 2014.
- [20] C. Hammerschmidt, “France’s largest battery storage to stabilise power grid”, *Electronic Engineering Times*, 2015.
- [21] ESA - Energy Storage Association, “Case Studies.” [Online]. Disponível em: <http://energystorage.org/energy-storage/case-studies>. [Acedido: 10-Ago-2015].
- [22] I. Dince e M. Rosen, *Thermal Energy Storage Systems and Applications*. 2011.
- [23] IEA - International Energy Agency, “Technology Roadmap”, 2013. doi: 10.1007/SpringerReference_7300.
- [24] IEC - International Electrotechnical Commission, “Electrical Energy Storage”, *Ann. ICRP*, vol. 39, n. 4, pp. 11–12, 2009. doi: 10.1016/j.icrp.2009.12.007, ISSN: 01466453.

- [25] H. Ibrahim, A. Ilinca, e J. Perron, “Energy storage systems-Characteristics and comparisons”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 12, n. 5, pp. 1221–1250, 2008. doi: 10.1016/j.rser.2007.01.023, ISSN: 13640321.
- [26] R. Blonbou, S. Monjoly, e J. Bernard, “Dynamic Energy Storage Management for Dependable Renewable Electricity Generation”, *Energy Storage*, 2013.
- [27] P. Krivik e P. Baca, “Electrochemical Energy Storage”, pp. 79–100, 2008. doi: 10.5772/2550, ISSN: 0001-4842.
- [28] D. G. Vutetakis, “Batteries”, 2001.
- [29] M. Lowe, S. Tokuoka, T. Trigg, e G. Gereffi, “Lithium-ion Batteries for Electric Vehicles”, 2010.
- [30] N. Insulators, “NAS Battery Energy Storage System”, pp. 1–29, 2013.
- [31] S. F. Tie e C. W. Tan, “A review of energy sources and energy management system in electric vehicles”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 20, pp. 82–102, 2013. doi: 10.1016/j.rser.2012.11.077, ISSN: 13640321.
- [32] D. Linden e T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*. 2001. doi: 10.1016/0378-7753(86)80059-3, ISSN: 03787753.
- [33] R. Zhao, M. Oswal, e J. Paul, “A Comparative Study of Lithium-Ion Batteries”, 2010.
- [34] Battery University, “Types of Lithium-ion.” [Online]. Disponível em: http://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion. [Acedido: 14-Ago-2015].
- [35] R. Bourgeois, “Sodium-Metal Halide Batteries for Stationary Applications”, pp. 1–6, 2010.
- [36] Z. Cell, “The Sodium Nickel Chloride “Zebra” Battery”, em *Battery Technologies*, 2005, pp. 104–112.
- [37] H. Dustmann, “Advanced in Zebra Batteries”, *J. Power Sources* 127, pp. 85–92, 2004. doi: 10.1016/j.jpowsour.2003.09.039.
- [38] H. Ibrahim e A. Ilinca, “Techno-Economic Analysis of Different Energy Storage Technologies”, pp. 1–40, 2013. doi: <http://dx.doi.org/10.5772/52220>.
- [39] L. Petricca, P. Ohlckers, e X. Chen, “The Future of Energy Storage Meeting the Challenge”, 2010, pp. 113–130.
- [40] R. Signorelli, D. C. Ku, J. G. Kassakian, e J. E. Schindall, “Electrochemical double-layer capacitors using carbon nanotube electrode structures”, *Proc. IEEE*, vol. 97, n. 11, pp. 1837–1847, 2009. doi: 10.1109/JPROC.2009.2030240, ISSN: 00189219.
- [41] L. Dusonchet, M. G. Ippolito, E. Telaretti, e G. Zizzo, “An optimal operating strategy for combined RES – based Generators and Electric Storage Systems for load shifting applications”, vol. 5, pp. 3–8.
- [42] S. Inoue e H. Akagi, “A Bidirectional DC – DC Converter for an Energy”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n. 6, pp. 2299–2306, 2007.
- [43] H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, e A. Safaei, “Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems”, *Energy Storage Emerg. Era Smart Grids*, pp. 161–178, 2011.
- [44] D. Baskar, “Analysis and design of a isolated bidirectional DC-DC converter for hybrid systems”, *Middle - East J. Sci. Res.*, vol. 17, n. 12, pp. 1846–1851, 2013. doi: 10.5829/idosi.mejsr.2013.17.12.136, ISSN: 19909233.
- [45] N. M. L. Tan, T. Abe, e H. Akagi, “Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters”, *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 1039–1046, 2011. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944690, ISSN: 2150-6078.
- [46] Meng Jiang e W. Li, “A Soft-Switching Control Method of Isolated LC Series Resonant Transformer Full Bridge DC–DC Converter”, vol. 287, n. 116, pp. 11–20, 2014. doi: 10.1007/978-3-642-53778-3, ISSN: 18761119.
- [47] H. W. and C. M. S. Gargies, “Design and Control of an Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Hybrid Electric Vehicle Applications”, *J. Asia Electr. Vehicles*, vol. 4, n. 1, pp. 851–856, 2006.
- [48] C. Chu e Y. Chen, “ZVS-ZCS Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter”, n. 1, pp. 1125–1130.
- [49] A. Rufer e P. Barrade, “A supercapacitor-based energy-storage system for elevators with soft commutated interface”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, n. 5, pp. 1151–1159, 2002. doi: 10.1109/TIA.2002.803021, ISSN: 00939994.

- [50] D. M. Bellur e M. K. Kazimierczuk, “DC-DC CONVERTERS FOR ELECTRIC VEmCLE APPLICATIONS”, *Electr. Insul. Conf. Electr. Manuf. Expo*, 2007, pp. 286–293, 2007. doi: 10.1109/EEIC.2007.4562633.
- [51] F. Z. Peng, H. Li, G. J. Su, e J. S. Lawler, “A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n. 1, pp. 54–65, 2004. doi: 10.1109/TPEL.2003.820550, ISSN: 08858993.
- [52] H.-J. C. H.-J. Chiu e L.-W. L. L.-W. Lin, “A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n. 4, pp. 950–958, 2006. doi: 10.1109/TPEL.2006.876863, ISSN: 0885-8993.
- [53] P. Peter, “Bidirectional Isolated Dc-Dc Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System”, *Int. J. Innov. Res. Electr.*, vol. 2, n. 2, pp. 2–7, 2014.
- [54] J. G. Pinto, “Nova Topologia de UPQC sem Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica”, Universidade do Minho, 2012.
- [55] A. Mehdipour e S. Farhangi, “Comparison of three isolated bi-directional DC/DC converter topologies for a backup photovoltaic application”, *2nd Int. Conf. Electr. Power Energy Convers. Syst.*, 2011. doi: 10.1109/EPECS.2011.6126822.
- [56] D. Aggeler, J. Biela, S. Inoue, H. Akagi, e J. W. Kolar, “Bi-directional isolated DC-DC converter for next-generation power distribution - Comparison of converters using Si and SiC devices”, *Fourth Power Convers. Conf.*, vol. 128, n. 7, pp. 510–517, 2007. doi: 10.1109/PCCON.2007.373015, ISSN: 0913-6339.
- [57] L. Roggia, L. Schuch, J. E. Baggio, C. Rech, e J. R. Pinheiro, “Integrated full-bridge-forward dc-dc converter for a residential microgrid application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n. 4, pp. 1728–1740, 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2214061, ISSN: 08858993.
- [58] A. Pottharst, N. Frohliche, J. Bocker, e R. Li, “Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter”, *2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf. (IEEE Cat. No.04CH37551)*, pp. 521–526, 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355801.
- [59] M. Kashif, “Bidirectional flyback DC-DC converter for hybrid electric vehicle: Utility, working and PSPICE computer model”, *Asia Pacific Conf. Postgrad. Res. Microelectron. Electron.*, n. December, pp. 61–66, 2012. doi: 10.1109/PrimeAsia.2012.6458628, ISSN: 21592144.
- [60] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, e Y. Sun, “Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n. 8, pp. 4091–4106, 2014.
- [61] K. Abbaszadeh e M. Yazdanejad, “A modified topology of isolated interleaved flyback boost converter with Winding-Cross-Coupled Inductors”, *SPEEDAM 2010 - Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 1325–1330, 2010. doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542132.
- [62] J. Leuchter, “Bi-Directional DC-DC Converters for Battery Buffers with Supercapacitor”, *Intechopen.Com*, pp. 180–206, 2008.
- [63] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics Fundamentals of Power Electronics*. 2002.
- [64] C. H. K. Prasad, “Multiphase Bidirectional Flyback Converter Topology for Induction Motor Drive”, vol. 2, n. 2, pp. 215–218, 2012.
- [65] K. Venkatesan, “Current Mode Controlled Bidirectional Flyback Converter”, *Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 835–842, 1989.
- [66] H. S. H. Chung, W. L. Cheung, e K. S. Tang, “A ZCS bidirectional flyback dc/dc converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n. 6, pp. 1426–1434, 2004. doi: 10.1109/TPEL.2004.836643, ISSN: 08858993.
- [67] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*. 2011.
- [68] B. R. Lin, C. L. Huang, e H. K. Chiang, “Analysis of a soft switching PWM active clamp cuk converter”, *ICIEA 2007 2007 Second IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, pp. 2311–2316, 2007. doi: 10.1109/ICIEA.2007.4318823.
- [69] A. Ruseler e I. Barbi, “ISOLATED ZETA-SEPIC BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER WITH ACTIVE-CLAMPING”, *Power Electron. Conf.*, pp. 123–128, 2013.
- [70] F. Zhang e Y. Yan, “Novel Forward – Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 5, pp. 1578–1584, 2009.

- [71] B. R. Lin, J. J. Chen, Y. E. Lee, e H. K. Chiang, “Analysis and implementation of a bidirectional ZVS DC-DC converter with active clamp”, *2008 3rd IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2008*, n. 1, pp. 382–387, 2008. doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582544.
- [72] F. Chen e J. Shen, “Soft Switching Forward-Flyback DC-DC Converter”, *J. Electr. Control Eng.*, vol. 3, n. 5, pp. 26–35, 2013.
- [73] M. K. Kazimierczuk e D. Q. Vuong, “Topologies of Bidirectional PWM DC-DC Power Converters”, *Aerosp. Electron. Conf.*, vol. 1, pp. 435–441, 1993.
- [74] E. V. De Souza e I. Barbi, “BIDIRECTIONAL CURRENT-FED FLYBACK-PUSH-PULL DC-DC CONVERTER”, *Power Electron. Conf.*, pp. 8–13, 2011.
- [75] H. Li, F. Z. Peng, e J. S. Lawler, “A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, n. 2, pp. 525–535, 2003. doi: 10.1109/TIA.2003.808965, ISSN: 00939994.
- [76] H. Xiao e S. Xie, “A ZVS Bidirectional DC – DC Converter With Phase-Shift Plus PWM Control Scheme”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n. 2, pp. 813–823, 2008. doi: 10.1109/APEX.2007.357628, ISSN: 0885-8993.
- [77] M. Jain, M. Daniele, e P. K. Jain, “A bidirectional DC-DC converter topology for low power application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, n. 4, pp. 595–606, 2000. doi: 10.1109/63.849029, ISSN: 0885-8993.
- [78] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, e J. S. Lai, “Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems”, *Power Electron. Transp. (Cat. No.98TH8349)*, pp. 47–51, 1998. doi: 10.1109/PET.1998.731056.
- [79] Z. Zhang, O. C. Thomsen, M. a E. Andersen, J. D. Schmidt, e H. R. Nielsen, “Analysis and design of bi-directional DC-DC converter in extended run time DC UPS system based on fuel cell and supercapacitor”, *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 714–719, 2009. doi: 10.1109/APEC.2009.4802739, ISSN: 1048-2334.
- [80] F. Jauch e J. Biela, “Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC”, *15th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo. EPE-PEMC 2012 ECCE Eur.*, 2012. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397479.
- [81] G. G. Oggier, G. O. Garcia, e a. R. Oliva, “Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n. 7, pp. 1826–1838, 2009. doi: 10.1109/TPEL.2009.2020902, ISSN: 0885-8993.
- [82] Y. Xie, J. Sun, e J. S. Freudenberg, “Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n. 1, pp. 54–66, 2010. doi: 10.1109/TPEL.2009.2024151, ISSN: 08858993.
- [83] F. Krismer e J. W. Kolar, “Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n. 7, pp. 2745–2760, 2012. doi: 10.1109/TIE.2011.2112312, ISSN: 02780046.
- [84] T. F. Wu, Y. C. Chen, J. G. Yang, e C. L. Kuo, “Isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter with a flyback snubber”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n. 7, pp. 1915–1922, 2010. doi: 10.1109/TPEL.2010.2043542, ISSN: 08858993.
- [85] R. Beibei, W. Dan, M. Chengxiong, Q. Jun, e Z. Jiangang, “Analysis of full bridge DC-DC converter in power system”, *2011 4th Int. Conf. Electr. Util. Deregul. Restruct. Power Technol.*, pp. 1242–1245, 2011. doi: 10.1109/DRPT.2011.5994085.
- [86] S. Inoue e H. Akagi, “Voltage Control of a Bi-Directional Isolated DC/DC Converter for Medium-Voltage Motor Drives”, *Power Convers. Conf. - Nagoya*, vol. 3, pp. 1244–1250, 2007.
- [87] On Semiconductor, “Switch-Mode Power Supply Reference Manual.” 2002.
- [88] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, e E. D. Baumann, “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n. 6, pp. 1294–1301, 1992. doi: 10.1109/28.175280, ISSN: 00939994.
- [89] Rejitha.S e Sreedevi.G, “Comparison of an Isolated bidirectional Dc-Dc converter with \nand without a Flyback Snubber”, *IOSR J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 8, n. 2, pp. 16–25, 2013.
- [90] T. Wu, Y. Chen, J. Yang, Y. Huang, S. Shyu, e C. Lee, “1 . 5 kW Isolated Bi-directional DC-DC Converter with a Flyback Snubber”, pp. 164–169.
- [91] F. Krismer, S. Round, e J. W. Kolar, “with a Wide Operating Voltage Range.”

- [92] I.-Y. Chung, W. Liu, K. Schoder, e D. a. Cartes, “Integration of a bi-directional DC–DC converter model into a real-time system simulation of a shipboard medium voltage DC system”, *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, n. 4, pp. 1051–1059, 2011. doi: 10.1016/j.epsr.2010.12.010, ISSN: 03787796.
- [93] B. Zhao, Q. Yu, e W. Sun, “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 11, pp. 4667–4680, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928, ISSN: 08858993.
- [94] H. Bai e C. Mi, “Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n. 6, pp. 2905–2914, 2008. doi: 10.1109/TPEL.2008.2005103, ISSN: 08858993.
- [95] D. Costinett, D. Maksimovic, e R. Zane, “Design and control for high efficiency in high step-down dual active bridge converters operating at high switching frequency”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n. 8, pp. 3931–3940, 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2228237, ISSN: 08858993.
- [96] H. Bai, Z. Nie, e C. C. Mi, “Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional dc-dc converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n. 6, pp. 1444–1449, 2010. doi: 10.1109/TPEL.2009.2039648, ISSN: 08858993.
- [97] R. Seyezhai, “Performance Evaluation of Modulation strategies for Dual Active Bridge Multiport DC-DC Converter”, *IOSR J. Eng.*, vol. 1, n. 1, pp. 77–83.
- [98] B. Zhao, Q. Song, e W. Liu, “Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n. 4, pp. 1711–1727, 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2210563, ISSN: 0885-8993.
- [99] Y. a. Harrye, K. . Ahmed, G. . Adam, e a. . Aboushady, “Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge DC/DC converter using triple phase shift control”, *2014 IEEE 23rd Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 437–442, 2014. doi: 10.1109/ISIE.2014.6864653.
- [100] H. Bai, C. C. Mi, S. Member, e S. Gargies, “The Short-Time-Scale Transient Processes in High-Voltage and High-Power Isolated Bidirectional DC – DC Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n. 6, pp. 2648–2656, 2008.
- [101] N. Schibli, “Symmetrical Multilevel Converters With Two Quadrant DC-DC Feeding”, École Polytechnique Fédérale de Luasanne, 2000.
- [102] M. Kim, M. Rosekeit, S. K. Sul, e R. W. a a De Doncker, “A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range”, *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 364–371, 2011. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944548, ISSN: 2150-6078.
- [103] B. Zhao, Q. Song, e W. Liu, “Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 9, pp. 4172–4176, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2012.2189586, ISSN: 08858993.
- [104] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, e W. Sun, “Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n. 10, pp. 4458–4467, 2013. doi: 10.1109/TIE.2012.2210374, ISSN: 02780046.
- [105] F. Krismer e J. W. Kolar, “Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 1, pp. 174–188, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2157976, ISSN: 08858993.
- [106] M. F. M. Elias, K. M. Nor, N. a. Rahim, e A. K. Aiof, “Lithium-ion battery charger for high energy application”, *Proceedings. Natl. Power Eng. Conf.*, pp. 283–288, 2003. doi: 10.1109/PECON.2003.1437458.
- [107] “EV-Power.” [Online]. Disponível em: <http://www.ev-power.eu/>. [Acedido: 05-Mai-2015].
- [108] Semikron, “Datasheet SKM100GB12T4”, 2009.
- [109] Semikron, “Datasheet SKM145GB066D.”
- [110] Semikron, “Datasheet Heatsink Modules”, 2005.
- [111] Semikron, “Datasheet SKHI 22 A/B”, 2005.
- [112] Semikron, “Aplication Note Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller”, 2006.
- [113] C. Mclyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, Third Edit. 2004.

- [114] J. L. Afonso, “Maquinas Elétricas.” .
- [115] Epcos, “Ferrites and accessories ETD 59/31/22”, 2008.
- [116] Texas Instruments, “TMS320F28335.” [Online]. Disponível em: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335/description>. [Acedido: 01-Ago-2015].
- [117] Texas Instruments, “Data Manual DSP TMS320F28335”, 2010.
- [118] LEM, “Datasheet LA 100-P”, 2001.
- [119] LEM, “Datasheet LV 25-P”, 2013.
- [120] Maxim, “Datasheet ADC MAX1320”, 2006.
- [121] Texas Instruments, “Datasheet DAC TLV5610”, 2008.
- [122] Power Mobility, “Datasheet UCG-U1 Battery.”